

**UNTERSUCHUNGEN ÜBER EIN
DIGITALES MEHRFREQUENZVERFAHREN
ZUR DATENÜBERTRAGUNG**

von
Hans-Joachim Kolb

Erlangen 1981



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41546222_0079

UNTERSUCHUNGEN ÜBER EIN DIGITALES MEHRFREQUENZVERFAHREN ZUR DATENÜBERTRAGUNG

Der Technischen Fakultät
der Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
Doktor-Ingenieur

vorgelegt von
Hans-Joachim Kolb

Erlangen 1981



Als Dissertation genehmigt von der Technischen Fakultät
der Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung: 15.4.1981

Tag der Promotion : 10.7.1981

Dekan: Professor Dr.-Ing. H. Niemann

Berichterstatter: Professor Dr.-Ing. W. Schüßler
Professor Dr.-Ing. R. Unbehauen

Herrn Professor Dr.-Ing. W. Schüßler danke ich für die interessante Aufgabenstellung, für die zahlreichen Anregungen sowie für die wertvolle Hilfe bei der Abfassung der Niederschrift. Mein besonderer Dank gilt seiner stetigen Gesprächsbereitschaft und Hilfsbereitschaft ohne die ein Gelingen nicht möglich gewesen wäre.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Unbehauen danke ich für die Übernahme des Zweitreferates und sein damit bekundetes Interesse an der Arbeit.

There is a great deal of
information in this book
which is of great value
to the student of the
history of the United States
and the world.

The book is written in a
clear and concise manner
and is well illustrated
with many fine pictures.

It is a book which
every student should
have in his library.

It is a book which
every student should
have in his library.

INHALTSVERZEICHNIS

	Seite
Verzeichnis der wichtigsten Formelzeichen	1
1. Übersicht	4
2. Einführung	6
2.1 Problemstellung	6
2.2 Neue Modulationsverfahren	7
2.3 Kanalmodell	11
3. Das Blocklückenverfahren	12
3.1 Beschreibung des Verfahrens	12
3.2 Übertragungsrate bei dem Blocklückenverfahren	14
3.3 Numerische Stabilitätsbetrachtung	17
3.4 Skalierung bei Kanälen mit beschränktem Aussteuerungsbereich	18
3.5 Adaptive Kanalentzerrung	20
4. Meßtechnische Untersuchung des Einschwingverhaltens realer Kanäle bei der Vieltonübertragung	21
4.1 Theoretische Vorüberlegungen	21
4.2 Meßaufbau	25
4.3 Erregung mit Sinusschwingungen	27
4.3.1 Vorbemerkungen	27
4.3.2 Meßergebnisse an einem Cauerfilter 7.Grades	29
4.3.3 Meßergebnisse an der Leitungsnachbildung TLN-1	33
4.3.4 Erregung mit Sinusschwingungen anderer Phasenlage	36
4.4 Erregung mit typischen Signalen für die mehrfrequente Datenübertragung	38
4.4.1 Vorbemerkungen	38
4.4.2 Meßergebnisse an den Kanalmodellen	39
4.4.2.1 Vorbemerkungen	39
4.4.2.2 Abschätzung der notwendigen Wartezeit bei fester Blocklänge auf Grund von Meßergebnissen	41
4.4.2.3 Untersuchung des Fehlerverhaltens in Ab- hängigkeit von der Blocklänge	48
4.4.2.4 Statistische Fehlerbetrachtung	50

5.	Untersuchung des Einflusses zufälliger Störungen auf das Fehlerverhalten bei der Vieltonübertragung	59
5.1	Genauere Betrachtung der Skalierung des Sendesignales	59
5.2	Der Einfluß rauschartiger Störungen	66
5.3	Der Einfluß impulsförmiger Störungen	74
5.4	Fehlereinflüsse bei der Übertragung über Telefonkanäle in Frequenzmultiplextechnik	76
5.4.1	Allgemeines	76
5.4.2	Abweichungen von Sende- und Empfangsträgerphase	77
5.4.3	Abweichungen von Sende- und Empfangsträgerfrequenz	80
6.	Theoretische Betrachtung zur Berechnung und Kompensation des Einschwinganteiles	83
6.1	Vorbemerkungen	83
6.2	Beschreibung des Verfahrens	83
6.3	Anwendung der diskreten Fouriertransformation zur Matrixmultiplikation	90
6.3.1	Multiplikation zyklischer Matrizen mit Spaltenvektoren	90
6.3.2	Multiplikation von Dreiecksmatrizen in Töplitzgestalt mit Spaltenvektoren	92
7.	Anhang	96
7.1	Zusammenstellung der verwendeten Kanalmodelle	96
7.1.1	Allgemeine Vorbemerkungen	96
7.1.2	Cauer Tiefpaß	97
7.1.3	Leitungsnachbildung TLN-1	99
7.2	Mikrosignalprozessor MSP 78	103
7.2.1	Vorbemerkungen	103
7.2.2	Architektur	103
7.2.3	Befehlssatz	105

Verzeichnis der wichtigsten Formelzeichen

A	Adaptionsfaktor bei der adaptiven Kanalentzerrung
B	Bandbreite
d	Übertragungsrate
DFT	Abk. für "Diskrete Fouriertransformation"
$E\{.. \}$	Erwartungswert
$\hat{E}\{.. \}$	Schätzwert für den Erwartungswert
$E_e(f)$	Energie des Einschwingvorganges
f_A	Abtastfrequenz
F	Anzahl der aufgetretenen Einzelbitfehler im Block
$h_o(k)$	Impulsantwort
$H_a(j\omega)$	Kanalfrequenzgang
$H_M(z)$	Übertragungsfunktion des Mittelungsfilters
IDFT	Abk. für "Inverse Diskrete Fouriertransformation"
K	Sicherheitsfaktor bei der Skalierung
ℓ	Stufenzahl für den Real- oder Imaginärteil einer Linie des Sendesignalspektrums
L	Anzahl der möglichen Signalpunkte für eine Linie des Sendesignalspektrums
M	Blocklänge
M_1	Normierungsfaktor bei der DFT

M_2	Normierungsfaktor bei der IDFT
n	Anzahl der bits, die zum Real- oder Imaginärteil einer Sendesignalspektrallinie zusammengefaßt werden
N	Anzahl der Abtastintervalle zur Berücksichtigung nicht abgeklungener Einschwingvorgänge
$r(k)$	weißes Rauschsignal
$R(\mu)$	Rauschzahl
$p(x)$	Verteilungsdichtefunktion
P	Bitfehlerrate
P_1	Wahrscheinlichkeit für ein Verletzen der Skalierungsbedingung
q	Schranke zur Klassifizierung der Einschwingdauer
$\underline{S}$	Faltungsmatrix
S_a	Rauschleistung am Ausgang des Demodulators
S_o	Spektrale Leistungsdichte einer Folge von Abtastwerten
T	Abtastintervall
T_S	Übertragungszeit für einen Sendesignalabschnitt
$u_\lambda(k)$	periodisches Sendesignal zum Block λ
$u_\lambda^{(N)}(k)$	Ausschnitt der Länge $M+N$ aus dem Signal $u_\lambda(k)$
$u_{\lambda 0}(k)$	eine Periode des Signales $u_\lambda(k)$ mit der Länge M
$u(t)$	Kanaleingangssignal

$U_{\lambda}(\mu)$	DFT des Sendesignales zum Block λ
$U_{\lambda St}(\mu)$	DFT des Störanteiles im empfangenen Datensignal nach der Division durch den Kanalfrequenzgang
V	S/N-Verhältnis
$v(k)$	gesendete Datenfolge
$\tilde{v}(k)$	empfangene Datenfolge
$y(t)$	Kanalausgangssignal
$y_{\lambda ein}(k)$	Einschwinganteil im Empfangssignal zum Block λ
$y_{\lambda err}(k)$	Erregeranteil im Empfangssignal zum Block λ
$Y_{\lambda}(\mu)$	Empfangssignalspektrum zum Block λ
$Y_{\lambda aus}(\mu)$	DFT des Ausschwinganteiles vom Block λ
$Y_{\lambda ein}(\mu)$	DFT des Einschwinganteiles zum Block λ
$Y_{\lambda err}(\mu)$	DFT des Erregeranteils zum Block λ
$Y_{\lambda St}(\mu)$	DFT des Störanteiles im Empfangssignal des Blockes μ
z	komplexe Frequenzvariable
σ	Streuung
Ω	normierte Frequenzvariable
$\dots$	Symbol für eine fehlerbehaftete Größe
$\dots^{\wedge}$	Symbol für einen Schätzwert

1. Übersicht

Die schnelle, möglichst fehlerfreie Übertragung von Daten über reale Übertragungskanäle gewinnt zunehmend an Interesse. Im Unterschied zu bekannten Verfahren, die entweder rein analog arbeiten oder oft eine direkte Umsetzung analoger Verfahren in die Digitaltechnik darstellen, wird im Rahmen der vorliegenden Arbeit ein Parallelverfahren untersucht, das zum jetzigen Zeitpunkt bei Verwendung der Methoden der digitalen Signalverarbeitung als besonders interessant erscheint.

Kapitel 2 gibt eine kurze Einführung, die das prinzipielle, weitere Vorgehen erläutert.

In Kapitel 3 stellen wir das Blocklückenverfahren zur Übertragung von Daten vor. Grundgedanke ist, unvermeidbare Einschwingvorgänge auf dem Übertragungssystem aus Aufwandsüberlegungen nicht zu kompensieren, sondern abzuwarten, bis ihr Einfluß hinreichend klein geworden ist. Der hierbei auftretende Verlust an ausnutzbarer Kanalkapazität ist hier relativ gering, da die Daten in Signalabschnitte codiert werden, die gegenüber den auftretenden Einschwingvorgängen lang sind. Die Grundidee für dieses Verfahren wurde unter Bezugnahme auf </2.3/> in </2.4/> veröffentlicht. Die hier angegebenen Ergebnisse entstanden unabhängig von diesen Veröffentlichungen. Es zeigt sich, daß das Verfahren bei geringem Aufwand stabil ist sowie eine einfache Möglichkeit zur adaptiven Anpassung an die Übertragungseigenschaften des Kanals bietet.

Da auftretende Einschwingvorgänge abgewartet werden, stellt die Untersuchung ihrer Dauer sowie ihres Einflusses eine wesentliche Aufgabe dar. Aus der Literatur sind lediglich Untersuchungen über das Einschwingverhalten bei monofrequenter Erregung bekannt. Hier ist es von Interesse, das Einschwingverhalten von realen Übertragungskanälen bei periodischer, multifrequenter Er-

regung zu untersuchen. In Kapitel 4 werden Ergebnisse angegeben, die mit dem Mikrosignalprozessor MSP 78 meßtechnisch für typische Testsignale an realen Telefonkanalmodellen ermittelt wurden. Weiterhin wird der Einfluß nicht abgeklungener Einschwingvorgänge auf das Fehlerverhalten des Übertragungsverfahrens untersucht.

In Kapitel 5 wird das Fehlerverhalten bei typischen Störungen auf dem Übertragungskanal betrachtet. Hierbei gehen wir vom eingeschwungenen Zustand sowie von Synchronismus zwischen Empfänger und Sender aus. Mit diesen Annahmen kann eine einfache theoretische Fehlerabschätzung erfolgen, die durch Messungen bestätigt werden konnte.

Die Übertragungsrate kann weiter erhöht werden, wenn es gelingt, die notwendigen Wartezeiten zur Berücksichtigung der Einschwingvorgänge zu reduzieren oder ganz einzusparen. In Kapitel 6 wird ein Verfahren vorgeschlagen, das es ermöglicht, die auftretenden Einschwinganteile aus den empfangenen Signalabschnitten zu berechnen und damit ihren Einfluß zu kompensieren. Mit der Verwendung bekannter Verfahren zur aufwandsreduzierten Multiplikation von zyklischen Matrizen ist es möglich, den erhöhten numerischen Aufwand zu beschränken.

2. Einführung

2.1 Problemstellung

Das Problem der Übertragung binärer Daten mit möglichst hoher Geschwindigkeit und geringer Fehlerwahrscheinlichkeit ist an verschiedenen Stellen ausführlich behandelt worden <z.B. /2.1/>.

In </2.2/> wird eine Übersicht der bisher gebräuchlichen Modulationsverfahren mit einem ausführlichen Verzeichnis der in den letzten zwanzig Jahren erschienenen Literatur angegeben.

Neue Entwicklungen zeigen eine eindeutige Tendenz zur Digitalisierung der Modems, wobei anfänglich Verfahren in die digitale Technik übertragen wurden, die für eine rein analoge Realisierung optimiert waren. Bisherige Erfahrungen ergeben, daß auf diesem Wege die Möglichkeiten der Digitaltechnik nicht voll genutzt werden können. Vielmehr müssen neue Möglichkeiten wie z.B. die Signalspeicherung mit einer resultierenden Verlängerung des Beobachtungszeitraumes zur Detektion einzelner Datenbits, oder leistungsfähigere Entzerrungsalgorithmen eingesetzt werden, um zu optimalen, digital arbeitenden Modems zu gelangen.

Bild 2-1 zeigt ein vereinfachtes Blockschaltbild eines allgemeinen Datenübertragungssystems. Ziel ist es, im Empfänger mittels eines geeigneten Algorithmus aus dem Kanalausgangssignal $y(t)$ die gesendete Datenfolge $x(k)$ möglichst fehlerfrei zu rekonstruieren.

Üblich sind für Übertragungssysteme dieser Art die Verwendung von Modulationsverfahren, die eine Datencodierung im Zeitbereich realisieren. Verbreitet für Modems mit hoher Übertragungsrate ist die Verwendung der Quadratur-Amplituden-Modulation (QAM) <z.B. /2.1/>.

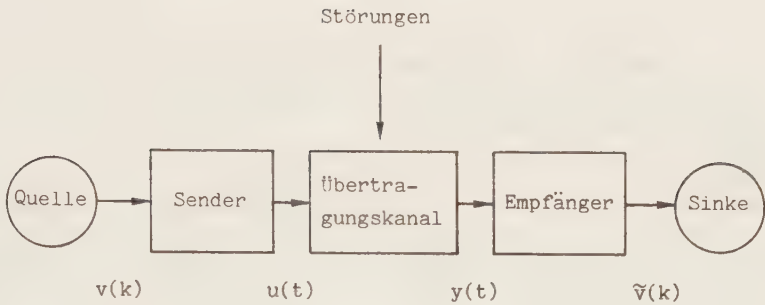


Bild 2-1 : Blockschaltbild eines Datenübertragungssystems

2.2 Neue Modulationsverfahren

Erstmals wurde von Ebert und Weinstein </2.3/> ein Vieltonmodulationsverfahren vorgeschlagen, das im Sender wie im Empfänger FFT Algorithmen zur Ausführung von Modulation und Demodulation verwendet. Bei diesem Verfahren handelt es sich um eine Verallgemeinerung des bekannten Zweiton - Frequenzmodulationsverfahrens (FSK = frequency-shift-keying) auf eine deutlich größere Kanalzahl. Hier ist eine wirtschaftliche Realisierung mit analogen Methoden wegen der großen Anzahl notwendiger Kanalfilter nicht mehr möglich. Das Verfahren werde im folgenden kurz erläutert.

Wir gehen von einer Aufteilung des gesamten Übertragungskanals in eine Vielzahl gleich breiter Einzelkanäle aus, in denen die Übertragung mit einer der reduzierten Bandbreite entsprechend stark reduzierten Geschwindigkeit erfolgt. Wesentlich ist, daß die Realisierung der notwendigen Modulatoren und Demulatoren in den Einzelkanälen bei Verwendung der Methoden der Signalverarbeitung außerordentlich einfach möglich ist. Hierzu betrachten wir eine Folge von $\langle +1, -1 \rangle$ Werten, die in einem Codierer in eine Folge komplexer Zahlen umgewandelt wird (siehe Bild 2-2). M komplexe Werte dieser Folge $U(\mu)$ werden zum Ausschnitt $U_\lambda(\mu)$ zusammengefaßt. Diese Zahlen betrachtet man nun als die komplexen Fourier-Koeffizienten einer reellen periodi-

schen Folge $u_\lambda(k)$, deren Werte mit Hilfe der inversen DFT errechnet werden. Die Übertragung der zugehörigen periodischen kontinuierlichen Zeitfunktion

$$u_\lambda(t) = \sum_{\mu=0}^{M-1} U_\lambda(\mu) \cdot e^{j\mu\omega_0 t} \quad (2.2-1)$$

mit

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{MT} \quad (2.2-2)$$

führt nach Abklingen des Einschwingvorganges zu einer ebenfalls periodischen Zeitfunktion $y_\lambda(t)$ am Ausgang

$$y_\lambda(t) = \sum_{\mu=0}^{M-1} Y_\lambda(\mu) \cdot e^{j\mu\omega_0 t} \quad (2.2-3)$$

Nach synchroner Abtastung gewinnt man mit einer DFT die Koeffizienten $Y_\lambda(\mu)$. Ist $H_a(j\omega)$ der Kanalfrequenzgang, so ergibt sich

$$Y_\lambda(\mu) = H_a(j\mu\omega_0) \cdot U_\lambda(\mu) \quad (2.2-4)$$

Zur Vereinfachung der Schreibweise verwenden wir die folgende Definition

$$H_\lambda(\mu) := H_a(j\mu\omega_0) \quad (2.2-5)$$

Dann ist

$$U_\lambda(\mu) = \frac{1}{H_\lambda(\mu)} \cdot Y_\lambda(\mu) \quad (2.2-6)$$

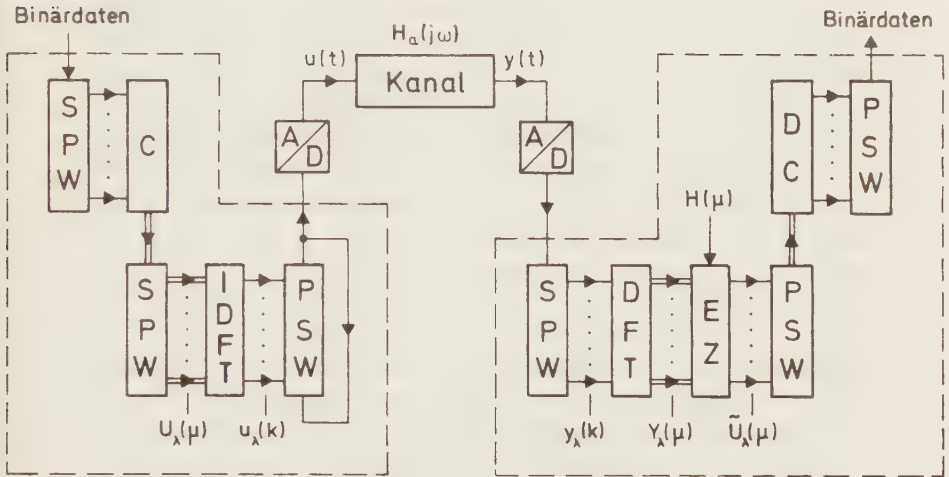


Bild 2-2 : Vereinfachtes Blockschaltbild des Parallelverfahrens

SPW: Serien-Parallelwandler C: Codierer

PSW: Parallel-Serienwandler D: Decodierer

EZ : Entzerrer

Somit ist es möglich, bei bekanntem Übertragungskanal im eingeschwungenen Zustand die gesuchten Daten $U_{\lambda}(\mu)$ durch einfache komplexe Division zurückzugewinnen.

Im Gegensatz zu den bekannten Zeitbereichsverfahren, bei denen Daten in Form gewichteter Impulse übertragen werden, erfolgt hier die Codierung der Daten in das Spektrum eines zunächst periodischen Sendesignales $u_{\lambda}(t)$ gemäß Gl. (2.2-1). Strebt man hohe Übertragungsraten an, so muß man kurze Ausschnitte des zeitlich nicht beschränkten Sendesignales verwenden, so daß nach der Übertragung eine Rekonstruktion des Sendesignalspektrums noch möglich ist. Durch Aneinanderreihung derartiger Signalabschnitte zum gesamten Sendesignal erhält man die Möglichkeit, kontinuierliche Datenströme zu codieren und zu übertragen.

In einer Veröffentlichung von Peled und Ruiz </2.4/> wurde die Effizienz eines derartigen Datenübertragungssystems nachgewiesen. In </2.5/> wird ein Modem beschrieben, daß nach einem ähnlichen Konzept arbeitet. Tabelle 2-1 zeigt den Vergleich des numerischen Aufwandes zur Realisierung eines herkömmlichen QAM-Modems für eine Übertragungsrate von 9600 bps in digitaler Technik mit dem zur Realisierung eines Vielton-Modems gleicher Leistungsfähigkeit </2.4/>. Neben anderen Vorteilen </2.3/, /2.4/> zeigt sich eine deutliche Verringerung des notwendigen numerischen Aufwandes, was sich letztlich in einer Verringerung des Gesamtaufwandes niederschlägt.

QAM-Modem		Vielton-Modem	
Anzahl Additionen pro sec	Anzahl Multiplikationen pro sec	Anzahl Additionen pro sec	Anzahl Multiplikationen pro sec
600 000	600 000	140 000	60 000

Tabelle 2-1 : Vergleich des numerischen Aufwandes zur Realisierung eines 9600 bps Modems

Die Betrachtung von Übertragungssystemen dieser Art erfordert eine Untersuchung der Einschwingvorgänge, die bei der Erregung von Systemen mit Signalen, die typisch für die Vielton-Modulation sind, auftreten. Weiteres Ziel der vorliegenden Arbeit ist es, Methoden zur Signalentzerrung aufzuzeigen, die das Abwarten der Einschwingvorgänge verkürzt oder unnötig macht.

Es bleibt anzumerken, daß bei der Untersuchung von Zeitbereichsverfahren eine andere Betrachtungsweise sinnvoll ist. Hier wird durch Entzerrungsfilter eine Formung der Kanalimpulsantwort derart vorgenommen, daß Symbolinterferenzen ausgeschlossen werden <z.B. /2.6/, /2.7/>.

2.3 Kanalmodell

Prinzipiell ist das Vielton-Modulationsverfahren zur Datenübertragung in den verschiedensten Übertragungskanälen geeignet. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird im wesentlichen der Fernsprechkanal betrachtet.

Hier vorgestellte Meßergebnisse wurden an verschiedenen analogen Leitungsnachbildungen gewonnen, deren meßtechnische Beschreibung im Anhang gegeben ist. Insbesondere wurde hier die Telefonleitungsnachbildung TLN-1 der Firma Wandel und Goltermann verwendet. Die Beschreibung der gewählten Einstellung erfolgt z.B. mit der Bezeichnung "TLN222", wenn die Parameter:

Anzahl der TF-Strecken	: 2
Gruppenlaufzeitverzerrungen	: 2
Dämpfungsverzerrungen	: 2

sind. Eine genauere Beschreibung ist im Anhang gegeben.

Da Sender wie Empfänger rein digital arbeitende Systeme zur Signalverarbeitung darstellen, wurde bei theoretischen Überlegungen zweckmäßigerweise ohne Beschränkung der Allgemeingültigkeit ein digitales Kanalersatzmodell gewählt. Hierbei setzen wir Linearität und Zeitinvarianz des Übertragungskanals voraus und nehmen an, daß die Bedingungen des Abtasttheorems erfüllt sind. Das bedeutet auch, daß der Übertragungskanal als exakt bandbegrenzend angenommen wird.

3. Das Blocklückenverfahren

3.1 Beschreibung des Verfahrens

Wie in Abschnitt 2.2 dargestellt ist, besteht die Aufgabe in der Übertragung eines periodischen Signales $u_{\lambda}(k)$, wobei eine Periode der Länge M mittels einer inversen DFT aus einem komplexen Frequenzspektrum $U_{\lambda}(\mu)$ errechnet wurde. Wir erhalten

$$\begin{aligned} u_{\lambda 0}(k) &= \text{IDFT}\{U_{\lambda}(\mu)\} \text{ für } 0 \leq k < M \\ &= 0 \quad \text{für } k \geq M. \end{aligned} \quad (3.1-1)$$

Bei der Erregung des Übertragungskanals mit dem zugehörigen periodischen, zeitlich nicht begrenzten Zeitsignal

$$u_{\lambda}(k) = \sum_{v=0}^{\infty} u_{\lambda 0}(k - v \cdot M) \quad (3.1-2)$$

erwarten wir bei stabilen Systemen, unabhängig vom Systemzustand, einen abklingenden Einschwinganteil $y_{\lambda \text{ein}}(k)$ sowie den eigentlich interessierenden Erregeranteil $y_{\lambda \text{err}}(k)$. Das Kanalausgangssignal ergibt sich zu

$$y_{\lambda}(k) = y_{\lambda \text{ein}}(k) + y_{\lambda \text{err}}(k). \quad (3.1-3)$$

Um nun am Kanalausgang eine Periode des ungestörten Erregeranteiles zu erhalten, ist es hinreichend, das Signal $u_{\lambda}(k)$ so

lange zu senden, bis alle Einschwingvorgänge genügend abgeklungen sind. Unter der Voraussetzung

$$y_{\lambda \text{ein}}(k) = 0 \quad \text{für} \quad k \geq N \quad (3.1-4)$$

ist es somit genügend, das in Gl.(3.1-5) definierte, endlich lange Signal zu senden:

$$\begin{aligned} u_{\lambda}^{(N)}(k) &:= u_{\lambda}((k-N)_{\text{mod}M}) \quad \text{für} \quad 0 \leq k \leq M+N-1 \\ &:= 0 \quad \text{sonst.} \end{aligned} \quad (3.1-5)$$

Der Signalabschnitt $u_{\lambda}^{(N)}(k)$ entsteht somit durch ein periodisches Ergänzen einer Signalperiode $u_{\lambda o}(k)$ um N vorangestellte Signalabtastwerte. Wartet man N Werte ab, entsprechen die folgenden M Werte des Kanalausgangssignales unter diesen Umständen dem gesuchten Erregeranteil.

Bei der Anwendung dieses Verfahrens zur Unterdrückung des störenden Einflusses der überlagerten Einschwinganteile entstehen somit Lücken zwischen zwei gesendeten Datenblöcken, die nicht auswertbare Daten enthalten und damit die erreichbare Übertragungsrate begrenzen. Wir bezeichnen das Übertragungsverfahren daher im folgenden als Blocklückenverfahren.

In der praktischen Anwendung ist die Bedingung (3.1-4) höchstens näherungsweise zu erfüllen. Es wird daher nötig, für verschiedene Übertragungskanäle ein N anzugeben, von dem ab der Störeinfluß der Einschwingvorgänge vernachlässigt werden kann.

3.2 Übertragungsrate bei dem Blocklückenverfahren

Im vorherigen Abschnitt wurde gezeigt, daß bei der periodischen Ergänzung der Sendesignalabschnitte und einem Abwarten der bei jedem Sendesignalabschnitt neu auftretenden Einschwingvorgänge, eine einfache Datenrückgewinnung gemäß dem in Abschnitt 2.2 beschriebenen Verfahren möglich ist. Im folgenden wird am Beispiel eines Bandpaßübertragungskanal untersucht, welche maximale Übertragungsrate erreicht werden kann. Gleichzeitig werden Bedingungen dafür angegeben, wie man die zu übertragenden Daten bei bekanntem Übertragungskanal in das Sendesignal codiert.

Hierzu betrachten wir einen Bandpaßkanal mit dem in Bild 3-1 dargestellten prinzipiellen Verlauf des Betragsfrequenzganges.

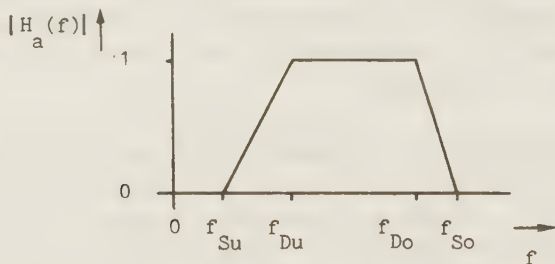


Bild 3-1 : Betragsfrequenzgang des Bandpaßübertragungskanal

Die ausnutzbare Kanalbandbreite B ergibt sich zu

$$B = f_{Do} - f_{Du}. \quad (3.2-1)$$

Wir verwenden nun einen Vieltonmodulator, der mit der Abtastfrequenz $f_A = T^{-1}$, $f_A > 2f_{So}$ und einer DFT-Länge M arbeitet. Hier-

aus erhält man den Abstand der einzelnen Spektrallinien in den Spektren $U_{\lambda}(\mu)$ zu

$$\Delta f = \frac{f_A}{M}. \quad (3.2-2)$$

Bei der Kanalbandbreite B fallen K nutzbare Linien in den Durchlaßbereich des Übertragungskanals. Wir erhalten

$$K = \frac{B}{\Delta f}. \quad (3.2-3)$$

Zur Übertragung eines Signalabschnittes $u_{\lambda}^{(N)}(k)$ gemäß Gl.(3.1-5) benötigen wir die Zeit T_S

$$T_S = T \cdot (M+N). \quad (3.2-4)$$

Fassen wir jeweils n bits zu Real- bzw. Imaginärteil einer nutzbaren Spektrallinie zusammen, so erhalten wir die resultierende Übertragungsrate

$$d = \frac{2 \cdot n \cdot K}{T_S} = \frac{M}{M+N} \cdot 2 \cdot B \cdot n. \quad (3.2-5)$$

Es ist zu bemerken, daß Gl.(3.2-5) unabhängig von f_A für alle $f_A \geq 2f_{So}$ gilt.

Weiterhin erhalten wir für $N=0$ die maximal erreichbare Datenrate d_{Ny} . Diese entspricht der für andere Übertragungsverfahren bekannten Nyquistrate. Wir erhalten:

$$d_{Ny} = 2 \cdot B \cdot n. \quad (3.2-6)$$

Wesentlich für die erreichbare Datenrate ist offensichtlich das Verhältnis der Blocklänge M zur Länge der abzuwartenden Einschwingvorgänge N . Tabelle 3-1 zeigt die Abhängigkeit der relativen Datenrate d/d_{Ny} von der Blocklänge M und der Länge der Einschwingvorgänge N . Wir legen eine für den Telefonkanal sinnvolle Abtastfrequenz von 8kHz zu Grunde und erhalten somit für die tolerierbare Zeit T_{ein} der Einschwingvorgänge

$$T_{\text{ein}} = N \cdot 125 \text{ } \mu\text{sec.} \quad (3.2-7)$$

d/d_{Ny}	$M=64$	$M=128$	$M=256$	$M=512$
$N=128$ $T_{\text{ein}} < 16\text{msec}$	33,33%	50,0%	66,67%	80,0%
$N=64$ $T_{\text{ein}} < 8\text{msec}$	50,0%	66,67%	80,0%	88,89%

Tabelle 3-1 : Realtive Datenrate bei dem Blocklückenverfahren

Es ist ersichtlich, daß bei den getroffenen Voraussetzungen der Kanalkapazitätsverlust zu Gunsten des sehr einfachen Demodulations- und Entzerrungsverfahrens in vielen Fällen toleriert werden kann. Im folgenden Kapitel zeigen wir, daß die angenommenen Einschwingzeiten für alle untersuchten Telefonkanalmodelle der Realität entsprechen.

3.3 Numerische Stabilitätsbetrachtung

Ein für die praktische Anwendbarkeit von Entzerrungsalgorithmen wesentlicher Gesichtspunkt ist die numerische Stabilität des jeweiligen Verfahrens. Der dem Blocklückenverfahren zu Grunde liegende Entzerrungsalgorithmus wird durch Gl.(2.2-4) beschrieben. Wir erhalten hieraus das gesuchte Sendespektrum $U_{\lambda}(\mu)$ zu

$$U_{\lambda}(\mu) = \frac{Y_{\lambda \text{err}}(\mu)}{H_a(\mu)} \quad (3.3-1)$$

mit

$$Y_{\lambda \text{err}}(\mu) \bullet \text{---} y_{\lambda \text{err}}(k). \quad (3.3-2)$$

Hierbei handelt es sich um ein Verfahren, bei dem Instabilitäten als Folge einer Fehlerfortpflanzung prinzipiell auszuschließen sind. Numerische Probleme können lediglich bei der Division mit $H_a(\mu)$ auftreten. Kennen wir den prinzipiellen Verlauf des Kanalfrequenzganges, wie z.B. im Falle des Telefonkanals, können wir senderseitig, wie in Abschnitt 3.2 beschrieben wurde, bei der Datencodierung diejenigen Bereiche im Spektrum des Sendesignales aussparen, die in den Sperrbereich des Übertragungskanals fallen. Bei der Bestimmung der Übertragungsrate im letzten Abschnitt waren wir bereits so vorgegangen. Mit dieser Vorkenntnis können wir dann auf der Empfangsseite die Division durch $H_a(\mu)$ für den Sperrbereich unterlassen. Somit entfallen die problematischen Divisionen durch betragsmäßig kleine Zahlen.

3.4 Skalierung bei Kanälen mit beschränktem

Aussteuerungsbereich

Bei realen Übertragungskanälen ist in der Regel der begrenzte Aussteuerungsbereich zu berücksichtigen. Wir fordern daher im folgenden für das Sendesignal

$$|u(k)| \leq 1 \quad \text{für} \quad 0 \leq k < \infty. \quad (3.4-1)$$

Bei gestörten Kanälen besteht gleichzeitig die Forderung, die Signalenergie zu maximieren, was durch speziell zu wählende Skalierungsfaktoren erreicht werden kann. Wir berücksichtigen im folgenden diese notwendige Skalierung durch die in den Beziehungen (3.4-2) und (3.4-3) gegebenen Definitionen für die diskrete Fouriertransformierte sowie die zugehörige Inverse

$$\text{DFT } \{x(k)\} = X(\mu) := \frac{1}{M_1} \sum_{k=0}^{M-1} x(k) \cdot w_M^{\mu k} \quad (3.4-2)$$

$$\text{IDFT } \{X(\mu)\} = x(k) := \frac{1}{M_2} \sum_{\mu=0}^{M-1} X(\mu) \cdot w_M^{-\mu k} \quad (3.4-3)$$

mit

$$w_M = e^{-j2\pi/M}. \quad (3.4-4)$$

Die beiden eingeführten Skalierungsfaktoren $1/M_1$ und $1/M_2$ müssen der Gleichung (3.4-5) genügen:

$$M_1 \cdot M_2 = M. \quad (3.4-5)$$

Mit diesen eingeführten Definitionen für die diskrete Fourier-transformierte und die zugehörige Inverse, behält das in Bild 2-2 angegebene Blockschaltbild des Übertragungssystems auch für Kanäle mit begrenztem Aussteuerungsbereich seine Gültigkeit.

Um die Bedingung (3.4-1) für alle Sendesignalspektren $U_\lambda(\mu)$ mit

$$|U_\lambda(\mu)| \leq 1 \quad (3.4-6)$$

zu erfüllen, genügt es die Skalierungsfaktoren gemäß Gl.(3.4-7) zu wählen:

$$M_1 = 1 \quad (3.4-7a)$$

$$M_2 = M. \quad (3.4-7b)$$

Bei den folgenden Untersuchungen des Kanaleinschwingverhaltens werden wir diese Worst-Case-Skalierung anwenden. Eine eingehendere Betrachtung des Problemkreises Skalierung findet sich in Kapitel 5.1.

3.5 Adaptive Kanalentzerrung

Im eingeschwungenen Zustand empfangen wir das Signal $y_{\lambda \text{err}}(k)$ und können hieraus gemäß Gl. (3.3-2) das Spektrum $Y_{\lambda \text{err}}(\mu)$ bestimmen. Bedingt durch einen fehlerhaft angenommenen Kanalfrequenzgang $\tilde{H}_a(\mu)$ erhalten wir bei einer Datenrückgewinnung gemäß Gl. (3.3-1) ein falsches Sendesignalspektrum $\bar{U}_\lambda(\mu)$

$$\bar{U}_\lambda(\mu) = \frac{Y_{\lambda \text{err}}(\mu)}{\tilde{H}_a(\mu)}. \quad (3.5-1)$$

Setzen wir voraus, daß der auftretende Fehler derart klein ist, daß bei der zu Grunde gelegten Stufenzahl noch eine eindeutige Entscheidung für das unverfälschte, quantisierte Sendesignalspektrum $U_\lambda(\mu)$ möglich ist, erhalten wir direkt einen Ausdruck für den korrigierten Kanalfrequenzgang $H'_a(\mu)$

$$H'_a(\mu) = \frac{Y_{\lambda \text{err}}(\mu)}{U_\lambda(\mu)}. \quad (3.5-2)$$

Bei der Entzerrung des folgenden Signalabschnittes verwenden wir nun sinnvollerweise den neuen Kanalfrequenzgang $H_a''(\mu)$

$$H_a''(\mu) = (1-A) \cdot \tilde{H}_a(\mu) + A \cdot H'_a(\mu) \quad 0 \leq A \leq 1. \quad (3.5-3)$$

Wählen wir $A=1$, so erhalten wir die schnellstmögliche Adaption bei einer großen Rauschempfindlichkeit, für $A=0$ ergibt sich der Spezialfall des nichtadaptiven Entzerrungsalgorithmus.

4. Meßtechnische Untersuchung des Einschwingverhaltens

realer Kanäle bei der Vieltonübertragung

4.1 Theoretische Vorüberlegungen

Die Systemtheorie diskreter Systeme wird für die weiteren Überlegungen weitestgehend als bekannt vorausgesetzt </4.1/>.

Als Modell für analoge Übertragungskanäle betrachten wir im folgenden stabile, lineare, zeitinvariante und kausale rekursive Systeme, deren Verhalten durch ihre Übertragungsfunktion $H(z)$ vollständig beschrieben wird:

$$H(z) = \frac{P(z)}{N(z)} = \frac{b_m \cdot \sum_{\mu=1}^m (z - z_{0\mu})}{\sum_{\nu=1}^m (z - z_{\infty\nu})} \quad (4.1-1)$$

Hierbei setzen wir weiterhin ohne wesentliche Beschränkung für die gestellte Aufgabe einfache Polstellen sowie identischen Zähler- und Nennergrad in der Übertragungsfunktion voraus.

Das System werde mit einem für $k \geq 0$ periodischen Signal $u(k)$ der Periode M erregt. Wir schreiben für eine Periode dieses Signales

$$\begin{aligned} u_0(k) &= u(k) \quad \text{für } 0 \leq k \leq M-1 \\ &= 0 \quad \text{sonst.} \end{aligned} \quad (4.1-2)$$

Hiermit erhalten wir das für $k > 0$ periodische Signal $u(k)$

$$u(k) = \sum_{\lambda=0}^{\infty} u_0(k - \lambda \cdot M). \quad (4.1-3)$$

Die Z-Transformierte $U_0(z)$ von einer Signalperiode ergibt sich zu

$$U_0(z) = \sum_{\lambda=0}^{M-1} u_0(\lambda) \cdot z^{-\lambda}. \quad (4.1-4)$$

Damit ergibt sich für die Z-Transformierte $U(z)$ des periodischen Signales

$$U(z) = \frac{z^M \cdot \sum_{\lambda=0}^{M-1} u_0(\lambda) \cdot z^{-\lambda}}{z^M - 1}. \quad (4.1-5)$$

Wir berechnen die Systemreaktion $y(k)$ auf das Eingangssignal $u(k)$ bei zu Beginn energiefreiem System und erhalten

$$y(k) = u(k) * h_0(k). \quad (4.1-6)$$

Für die zugehörige Z-Transformierte gilt mit Gl. (3.4-4)

$$Y(z) = U(z) \cdot H(z) = \frac{P(z) \cdot z^M \cdot U_0(z)}{\prod_{v=1}^m (z - z_{\infty v}) \cdot \prod_{\mu=0}^{M-1} (z - w_M^{-\mu})}. \quad (4.1-7)$$

Wesentlich für die weiteren Überlegungen ist die Aufspaltung des Signales $y(k)$ in den Erreger- und den Einschwinganteil. Als Erregeranteil bezeichnen wir den mit der Periode des Eingangssignales $u(k)$ periodischen Signalanteil, der sich nach dem Abklingen der Einschwingvorgänge einstellt. Der Einschwinganteil wirkt additiv und klingt bei stabilen Systemen mit wachsender Zeit ab (</4.1/ S.39 ff.). Hierzu wird (4.1-7) in Partialbrüche entwickelt:

$$Y(z) = z \cdot \left(\sum_{v=1}^m \frac{R_{1v}}{z - z_{\infty v}} + \sum_{\mu=0}^{M-1} \frac{R_{2\mu}}{z - w_M^{-\mu}} \right) \quad (4.1-8)$$

mit

$$R_{1v} = \frac{U(z_{\infty v})}{z_{\infty v}} \cdot \lim_{z \rightarrow z_{\infty v}} [H(z) \cdot (z - z_{\infty v})] \quad (4.1-9)$$

$$R_{2\mu} = \frac{H(w_M^{-\mu})}{w_M^{-\mu}} \cdot \lim_{z \rightarrow w_M^{-\mu}} [U(z) \cdot (z - w_M^{-\mu})] \quad (4.1-10)$$

Wir erhalten den abklingenden Einschwinganteil $y_{\text{ein}}(k)$ als

$$y_{\text{ein}}(k) \longleftrightarrow y_{\text{ein}}(z) = \sum_{v=1}^m R_{1v} \cdot \frac{z}{z - z_{\infty v}} \quad (4.1-11)$$

sowie den nicht abklingenden Erregeranteil $y_{\text{err}}(k)$ im Systemausgangssignal $y(k)$ als

$$y_{\text{err}}(k) \text{ --- } y_{\text{err}}(z) = \sum_{\mu=0}^{M-1} R_{2\mu} \cdot \frac{z}{z - w_M^{-\mu}}. \quad (4.1-12)$$

Mit (4.1-5) und (4.1-10) ergibt sich

$$R_{2\mu} = H(w_M^{-\mu}) \cdot \frac{\sum_{\lambda=0}^{M-1} u(\lambda) \cdot w_M^{\mu\lambda}}{M}. \quad (4.1-13)$$

Wir verwenden die Definition der Diskreten Fourier Transformation </4.2/ S.78 ff, /4.3/>:

$$U(\mu) = \sum_{k=0}^{M-1} u(k) \cdot w_M^{\mu k} \quad (4.1-14)$$

und erhalten

$$y_{\text{err}}(z) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{\mu=0}^{M-1} U(\mu) \cdot H(w_M^{-\mu}) \cdot \frac{z}{z - w_M^{-\mu}}. \quad (4.1-15)$$

Dieses Ergebnis entspricht der Überlagerung der bekannten Ergebnisse für die harmonische Erregung im eingeschwungenen Zustand </4.1/ S.40 ff.>.

Es sei angemerkt, daß $H(w_M^{-\mu})$ in Beziehung (4.1-15) identisch mit dem Kanalfrequenzgang des analogen Systems an der Stelle $j\omega_{\mu}$ ist. Mit der Abtastfrequenz f_A und dem Frequenzgang $H_a(j\omega)$ des Übertragungskanal gilt der folgende Zusammenhang:

$$H_a(j\omega_\mu) = H(w_M^{-\mu}) \quad (4.1-16)$$

mit

$$\omega_\mu = \frac{2 \pi f_A \mu}{M}. \quad (4.1-17)$$

Wie in Kapitel 3 gezeigt wurde, enthält der Erregeranteil $y_{err}(k)$ bei der Vieltonübertragung alle Information. Die Datenrückgewinnung kann dann wegen Beziehung (4.1-15) durch einfache komplexe Division gemäß Gl. (3.3-1) erfolgen.

Zu untersuchen bleibt der Einfluß, insbesondere Länge und spektrales Aussehen des Einschwinganteiles $y_{ein}(k)$. Ziel der folgenden Abschnitte ist die meßtechnische Untersuchung dieses Anteilles für reale Übertragungskanäle.

4.2 Meßaufbau

Bild 4-1 zeigt die wesentlichen Elemente des im folgenden verwendeten Meßaufbaus. Kernstück bildet das Mikrorechnersystem MSP 78 </7.1/, /7.2/>, das in Kapitel 7.2 kurz beschrieben ist.

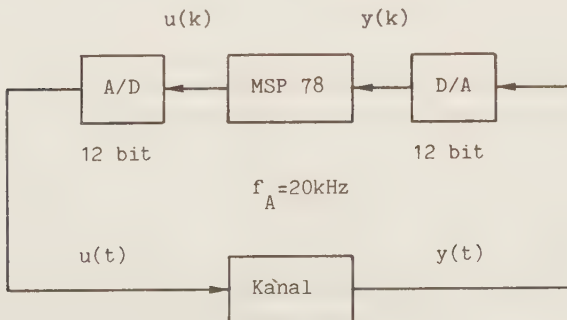


Bild 4-1 : Blockschaltbild des Meßaufbaus

Das Mikrorechnersystem MSP 78 wird hier verwendet, um alle für die verschiedenen Meßaufgaben notwendigen Operationen auszuführen. Im einzelnen handelt es sich hierbei um

- Erzeugung und Berechnung aller Testsignale
- Ausgabe der Testsignale über D/A-Wandler an das zu untersuchende analoge System
- Abtastung des Systemausgangssignals $y(t)$ sowie Auswertung der resultierenden Folge der Abtastwerte
- Steuerung der gesamten Messung
- Ausgabe und Weiterverarbeitung der Ergebnisse.

Bei der Bearbeitung dieser zum Teil zeitkritischen und komplexen Aufgaben stellen sich hohe Anforderungen an die Verarbeitungsleistung des verwendeten Rechnersystems. Durch Spezialisierung der Prozessorarchitektur auf Aufgaben der Signalverarbeitung konnten Verarbeitungsgeschwindigkeiten erreicht werden, die eine sinnvolle Verwendung des MSP 78 in Echtzeitanwendungen im Tonfrequenzbereich ermöglichen. Vorteilhaft wirkt sich die große Flexibilität bei der Signalerzeugung sowie der nach der Messung notwendigen Signalverarbeitung aus, die sich aus der freien Programmierbarkeit des Systems ergibt </7.2/>.

Wichtig ist die Wahl der Abtastfrequenz f_A . Zunächst können wir annehmen, daß für den Kanalfrequenzgang $H_a(j\omega)$ gilt

$$H_a(j\omega) = 0 \quad \text{für} \quad \omega > 2\pi 4\text{kHz}. \quad (4.2-1)$$

Nach dem Abtasttheorem ist dann eine Abtastfrequenz von

$$f_A \geq 8\text{kHz} \quad (4.2-2)$$

hinreichend. Zur Erleichterung der Rückgewinnung eines kontinuierlichen Signals wird mit einer Abtastfrequenz von 20 kHz gearbeitet. Wir können dann auch auf einen Glättungstiefpaß am Kanaleingang hinter dem D/A-Wandler verzichten.

4.3 Erregung mit Sinusschwingungen

4.3.1 Vorbemerkungen

Im weiteren gelte für das erregende Signal $u(k)$ speziell:

$$u(k) = \sin \Omega \cdot k \quad |\Omega| \leq \pi. \quad (4.3-1)$$

Damit ergibt sich für die Z-Transformierte des Eingangssignals:

$$U(z) = \frac{z \cdot \sin \Omega}{z^2 - 2 \cdot z \cdot \cos \Omega + 1}. \quad (4.3-2)$$

Gemäß Gleichung (4.1-9) und (4.1-11) erhalten wir für die Z-Transformierte des Einschwinganteiles

$$Y_{\text{ein}}(z) = \sum_{v=1}^m \left(\frac{P(z_{\infty v})}{\prod_{\substack{\mu=1 \\ \mu \neq v}}^m (z_{\infty v} - z_{\infty \mu})} \cdot \frac{U(z_{\infty v})}{z_{\infty v}} \cdot \frac{z}{z - z_{\infty v}} \right). \quad (4.3-3)$$

Aus Beziehung (4.3-3) kann über Rücktransformation in den Zeit-

bereich das Zeitsignal $y_{\text{ein}}(k)$ ermittelt werden. Wir erhalten

$$y_{\text{ein}}(k) \longrightarrow Y_{\text{ein}}(z). \quad (4.3-4)$$

Ziel der folgenden Abschnitte ist die meßtechnische Untersuchung dieses Signales. Hierbei wird insbesondere die Signalenergie und die Zeitdauer des Signales als Funktion der Frequenz der erregenden Sinusschwingung betrachtet.

Wir definieren die Energie $E_e(\Omega)$ des Einschwinganteiles als

$$E_e(\Omega) = \sum_{k=0}^{\infty} y_{\text{ein}}^2(k, \Omega). \quad (4.3-5)$$

Hierbei ist $y_{\text{ein}}(k, \Omega)$ der Einschwinganteil bei Erregung mit einem Sinussignal der normierten Frequenz Ω gemäß Gl.(4.3-1). Als Maß für die Dauer der frequenzabhängigen Einschwingzeit gibt man sinnvollerweise den Zeitpunkt $k_E(\Omega)$ an, von dem ab der Einschwinganteil $y_{\text{ein}}(k)$ eine vorgegebene Schranke nicht mehr übersteigt. Wir definieren

$$|y_{\text{ein}}(k, \Omega)| \leq q \cdot \max |H_A(j\omega)| \quad \text{für } k \geq k_E(\Omega), \quad (4.3-6)$$

wobei q geeignet zu wählen ist.

Mit der Abtastfrequenz f_A erhalten wir die Frequenz f des erregenden analogen Sinussignals

$$f = \frac{\Omega}{2\pi} \cdot f_A. \quad (4.3-7)$$

In den Bildern 4-2 bis 4-7 werden zur einfacheren Interpretation der Ergebnisse im Gegensatz zu den Definitionsgleichungen (4.3-5) und (4.3-6) absolute Zeit- und Frequenzangaben verwendet. Der Zusammenhang zwischen normierten und absoluten Größen ist durch Gl. (4.3-7) gegeben.

4.3.2 Meßergebnisse an einem Cauerfilter 7.Grades

Die folgenden Meßergebnisse wurden an einem Cauer Tiefpaß 7.Grades mit der Sperrgrenze $f_S = 4$ kHz ermittelt, der im Abschnitt 7.1.2 eingehender beschrieben ist. Wesentlich hierbei ist, daß es sich um ein minimalphasiges System handelt.

Untersuchungen von Vary </4.4/>, in denen das Einschwingverhalten selektiver Filter in Anwendungen zur Kurzzeitspektralanalyse sowie in Systemen zur Frequenzgangmessung untersucht wurde, zeigen, daß die Dauer des Einschwingvorganges hier im wesentlichen von der Anregung der Pole mit höchster Güte bestimmt wird.

Bild 4-2 zeigt den Verlauf des Einschwinganteiles, wie er für drei markante Frequenzpunkte des Telefonkanals ermittelt wurde.

Bild 4-3 zeigt den Betragsfrequenzgang $|H(f)|$, die Energie $E_e(f)$ sowie die Dauer $t_e(f)$ des Einschwingvorganges aufgetragen über der Frequenz des erregenden Sinussignals.

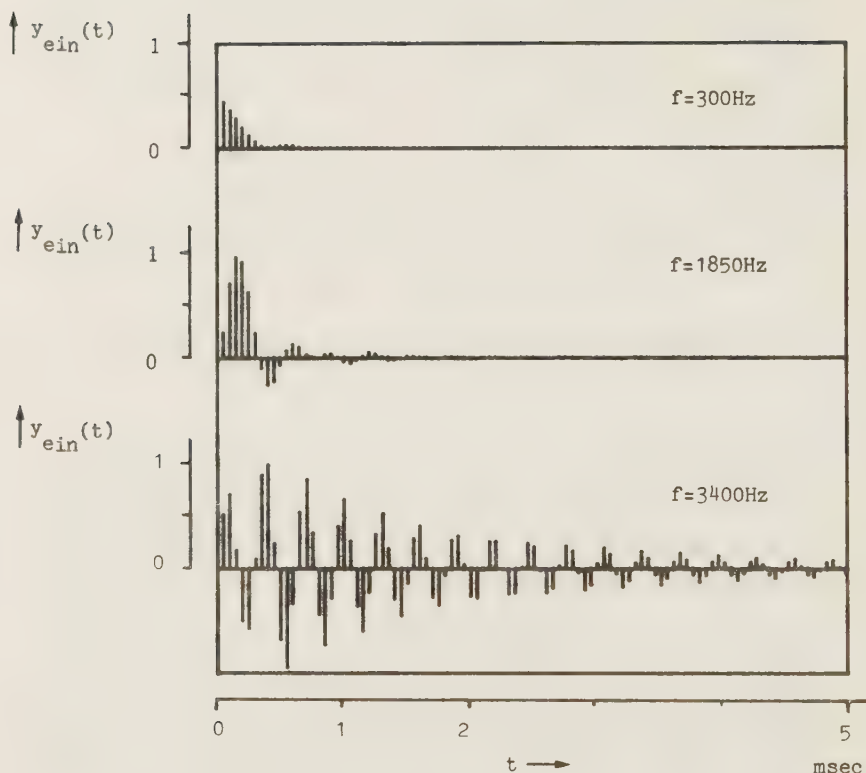


Bild 4-2 : Einschwinganteile des Cauerfilters bei sinusförmiger Erregung

Beide Bilder zeigen deutlich die Zunahme der Einschwingzeit bei den Frequenzen im Übergangsbereich des Betragsfrequenzganges vom Durchlaß- in den Sperrbereich. Die Ursache hierfür liegt in der Konzentration der Pole hoher Güte in der Nähe der Grenzfrequenz bei selektiven Systemen.

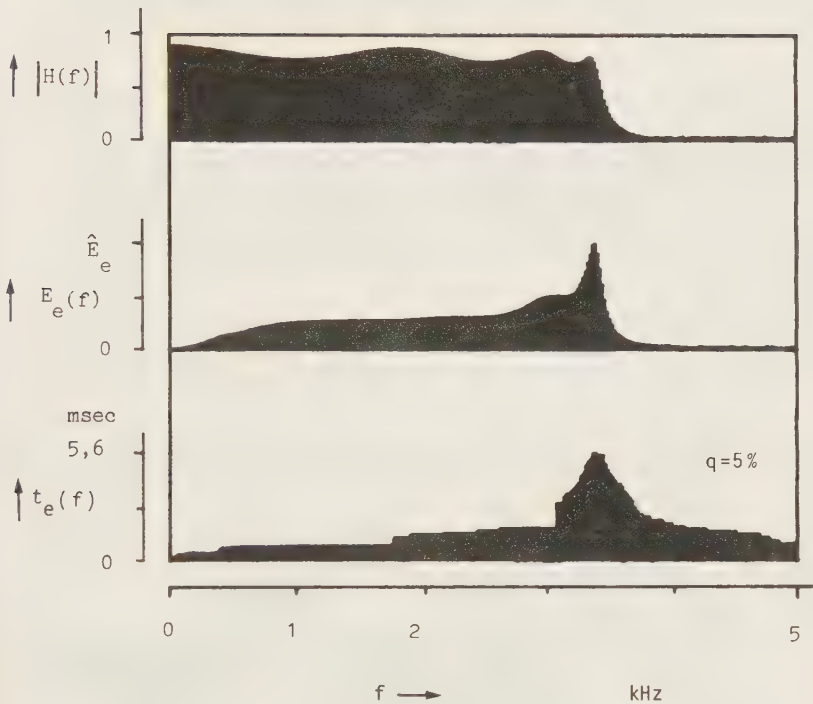


Bild 4-3 : Einschwingverhalten des Cauerfilters
bei sinusförmiger Erregung

Bild 4-4 bietet eine weitere Bestätigung dafür, daß die auftretenden Einschwingvorgänge bei minimalphasigen Systemen im wesentlichen durch die Anregung der Pole höchster Güte bestimmt werden. Dargestellt ist hier jeweils das Betragsfrequenzspektrum des Einschwinganteiles über der nicht normierten Frequenzvaria-

ben f_1 , mit der Frequenz f der erregenden Sinusschwingung als zweiter Variablen. Hierzu definieren wir

$$S(f, f_1) = |\text{DFT}\{y_{\text{ein}}(k, f)\}|. \quad (4.3-8)$$

Das Maximum dieser Funktion $S(f, f_1)$ deutet auf einen Pol hoher Güte in der Nähe des Übergangsbereiches hin, der bei der entsprechenden Erregung am stärksten angeregt wird.

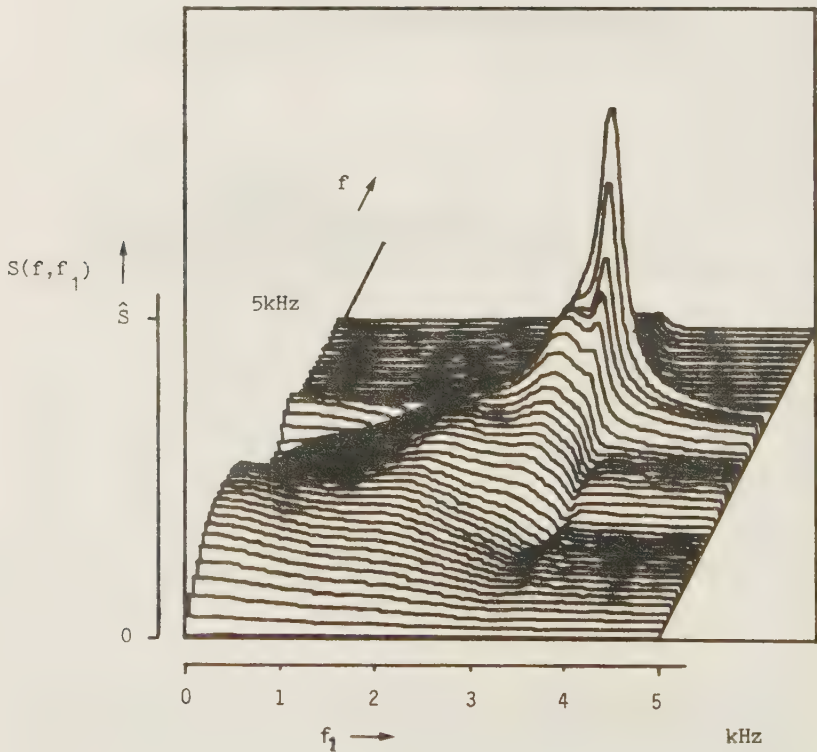


Bild 4-4 : Frequenzspektren der Einschwinganteile beim Cauerfilter und sinusförmiger Erregung

4.3.3 Meßergebnisse an der Leitungsnachbildung TLN-1

Entsprechend den Messungen am Cauerfilter wurde das Einschwingverhalten der Leitungsnachbildung bei verschiedenen Einstellungen der Leitungsparameter untersucht.

Stellvertretend für die hierbei gewonnenen Ergebnisse wird in den Bildern 4-5 bis 4-7 das Einschwingverhalten der Leitungssimulation TLN222 < siehe Kap. 7.1.3 > dargestellt. Bild 4-5 zeigt entsprechend dem Bild 4-2 die jeweiligen Einschwinganteile im Zeitbereich.

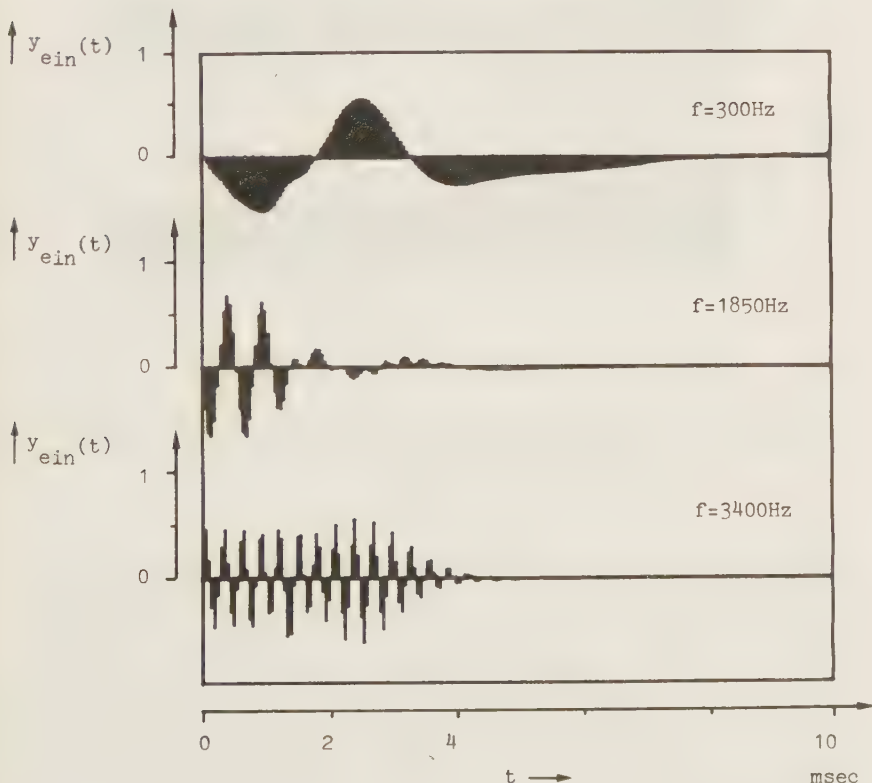


Bild 4-5 : Einschwinganteile der Leitungsnachbildung TLN222
bei sinusförmiger Erregung

Im Gegensatz zum Verhalten des Cauerfilters ist die Dauer des Einschwingvorganges weniger stark von der Meßfrequenz abhängig, was auch durch Bild 4-6 verdeutlicht wird.

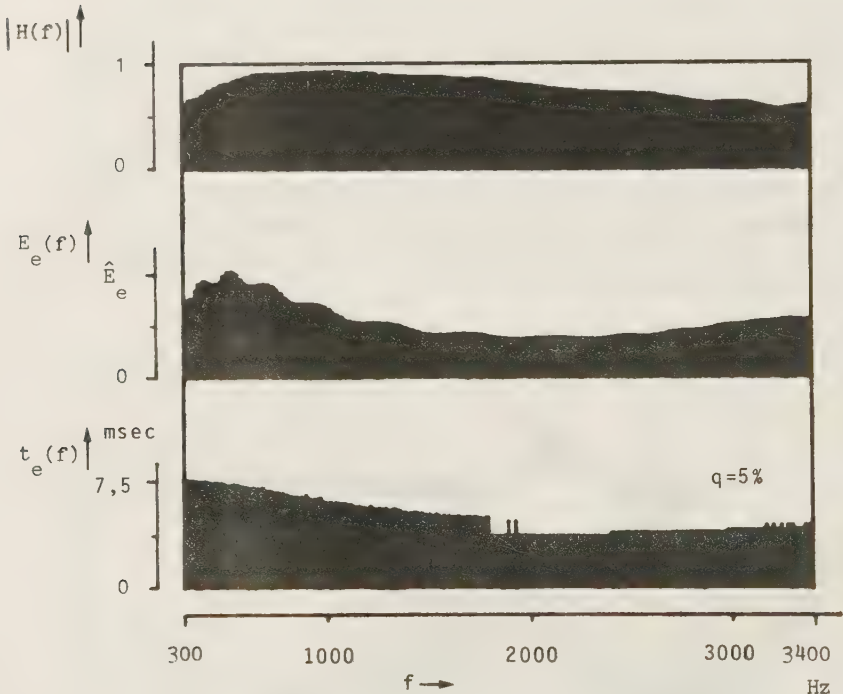


Bild 4-6 : Einschwingverhalten der Leitungsnachbildung TLN222 bei sinusförmiger Erregung

Während die Lage sowie die Ausprägung der Maxima von $S(f, f_1)$ in Bild 4-4 deutlich auf die Pole sowie deren unterschiedliche Güte hinweisen, zeigt Bild 4-7 Maxima in der Funktion $S(f, f_1)$ immer an den Stellen der erregenden Frequenz. Dieses Verhalten deutet auf das Vorhandensein vieler Pole gleicher Güte hin, was typisch für Systeme ist, bei denen im Gegensatz zum minimalphasigen System die Signalverzögerung überwiegt, was sich dann in Bild 4-7 an der Lage der Maxima zeigt.

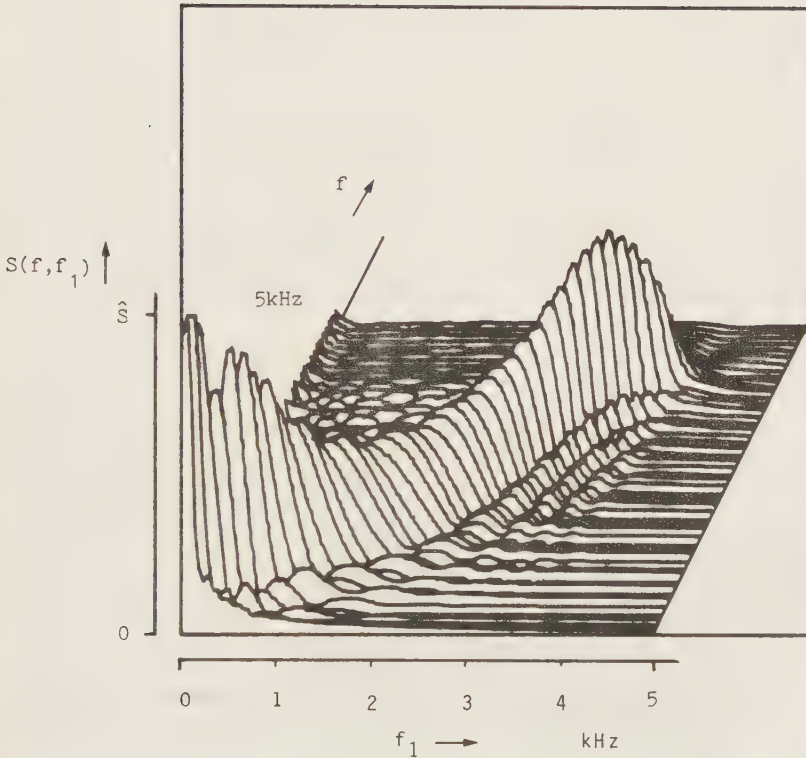


Bild 4-7 : Frequenzspektren der Einschwinganteile bei der Leitungsnachbildung TLN222 und sinusförmiger Erregung

Setzt man voraus, daß die Leitungsnachbildung TLN-1 ein gutes Modellsystem für den realen Telefonkanal darstellt, so ist aus den dargestellten Ergebnissen ersichtlich, daß minimalphasige Filter ein gegenüber dem realen Übertragungskanal stark unterschiedliches Verhalten zeigen. Zum Test des Übertragungsverfahrens ist es daher sinnvoll ausschließlich die Leitungsnachbildung mit unterschiedlich spezifizierten Parametern zu verwenden. Dennoch untersuchen wir im weiteren auch minimalphasige Systeme, da die hierbei erzielten Ergebnisse von allgemeinem systemtheoretischen Interesse sind.

4.3.4 Erregung mit Sinusschwingungen anderer Phasenlage

Bei den bisher vorgestellten Messergebnissen wurde das System mit $u(t) = \delta_{-1}(t) \sin(\omega t + \alpha)$ bei $\alpha = 0$ erregt. Um den Einfluß der Phase abschätzen zu können wurden zusätzlich Messungen mit $\alpha = \pi/2$, d.h. $u(t) = \delta_{-1}(t) \cos \omega t$ vorgenommen. Es ergab sich im wesentlichen das gleichen Zeit- und Spektralverhalten der Einschwinganteile, obwohl im Zeitnullpunkt ein nicht stetiger Übergang des erregenden Signales vorliegt.

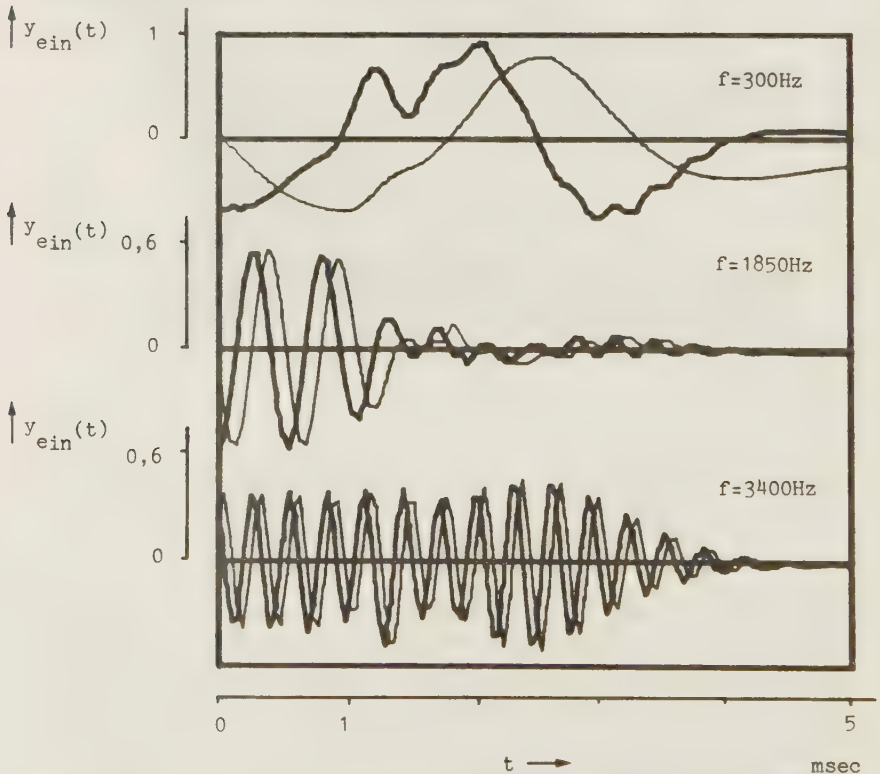


Bild 4-8 : Vergleich der Einschwinganteile mit sinus- bzw. kosinusförmiger Erregung bei der Leitungsnachbildung TLN222

- kosinusförmige Erregung
- sinusförmige Erregung

Bild 4-8 zeigt einen Vergleich der Einschwinganteile bei sinus- bzw. kosinusförmiger Erregung für die Leitungssimulation TLN222. Auch ein Vergleich der Spektren der Einschwinganteile für das Cauer Filter in Bild 4-9 zeigt im wesentlichen eine Übereinstimmung zu den in Bild 4-4 gezeigten Ergebnissen.

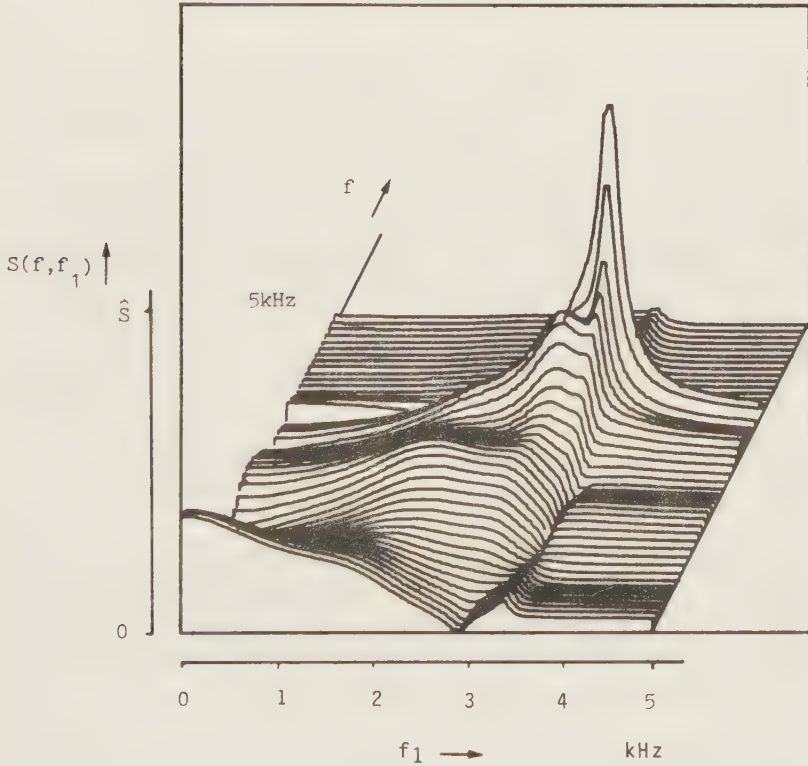


Bild 4-9 : Frequenzspektren der Einschwinganteile beim Cauerfilter und kosinusförmiger Erregung

4.4 Erregung mit typischen Signalen für die

mehrfrequente Datenübertragung

4.4.1 Vorbemerkungen

Bei der Datenübertragung mit dem Vieltonmodulationsverfahren wird ein Segment der zu sendenden Daten in das komplexe Frequenzspektrum eines periodischen Sendesignales codiert.

In Kapitel 3 wurde gezeigt, daß wir dann eine sehr einfache Datenrückgewinnung erreichen, wenn man bei dem Übertragungskanal den eingeschwungenen Zustand voraussetzen kann. Im Widerspruch zu dieser Grundvoraussetzung werden wir bestrebt sein, von dem an sich zeitlich unbegrenzten, periodischen Zeitsignal einen möglichst kurzen Ausschnitt zu senden, um durch eine Aneinanderreihung dieser Ausschnitte eine möglichst hohe Übertragungsrate zu erreichen. Ziel der folgenden Abschnitte ist eine Untersuchung des Fehlers, den man als Folge von Ein- und Ausschwingvorgängen bei dem Vieltonübertragungsverfahren zu erwarten hat.

Es ist hierbei nicht zweckmäßig, die zu berücksichtigenden Einschwinganteile im Zeitbereich zu untersuchen. Sinnvoller ist eine der Fehlerwirkung angepaßte Betrachtungsweise. Wir untersuchen daher im folgenden den Fehlereinfluß auf Datenfehler bei der Vieltonübertragung mit dem Blocklückenverfahren.

Die angegebenen Meßergebnisse wurden, wie in Abschnitt 4.2 beschrieben, wiederum mit dem MSP 78 in Echtzeit an den verschiedenen analogen Kanalsimulationen ermittelt. Hierbei ist anzumerken, daß neben den eigentlich interessierenden Störungen, die durch nicht abgeklungene Einschwingvorgänge verursacht werden, auch Effekte der begrenzten Wortlänge, sowie das Rauschen der analogen Systeme mit in das Meßergebnis eingehen. Wie verschiedene Messungen zeigten, können wir diese Fehlereinflüsse, soweit nicht besonders vermerkt, im Rahmen der in diesem Abschnitt vorgestellten Ergebnisse vernachlässigen.

4.4.2 Meßergebnisse an den Kanalmodellen

4.4.2.1 Vorbemerkungen

Durch inverse diskrete Fouriertransformation erhalten wir eine Periode $u_{\lambda 0}(k)$ mit der Länge M , des zum Spektrum $U_{\lambda}(\mu)$ gehörigen Sendesignales gemäß Beziehung (3.1-1). Wir arbeiten mit der für den realen Telefonkanal sinnvollen Abtastfrequenz von 8kHz. Entsprechend der in Abschnitt 3.2 erläuterten Vorgehensweise nutzen wir nur den Durchlaßbereich des realen Telefonkanals von 300Hz bis 3400Hz bei der Codierung der zu sendenden Daten in das Spektrum des Sendesignales. Um den störenden Einfluß, der auf dem Kanal eintretenden Einschwingvorgänge zu reduzieren, senden wir das Signal $u_{\lambda}^{(N)}(k)$ gemäß Gl. (3.1-5) mit der Länge $M+N$. Auf der Empfängerseite erhalten wir nach synchroner Abtastung

$$y_{\lambda}(k) = u_{\lambda}^{(N)}(k) * h_o(k) + y_{(\lambda-1)\text{aus}}(k) \quad (4.4-1)$$

Hier stellt $y_{(\lambda-1)\text{aus}}(k)$ den Signalanteil dar, der sich durch das Ausschwingen des Kanals aus einem nicht energiefreien Zustand zum Zeitpunkt $k=0$ ergibt. Mit der in Gl. (3.1-3) eingeführten Bezeichnungsweise für den Erregeranteil ergibt sich

$$u_{\lambda}^{(N)}(k) * h_o(k) = y_{\lambda \text{err}}((k-N)_{\text{mod} M}) + y_{\lambda \text{ein}}(k). \quad (4.4-2)$$

Zur Berechnung des interessierenden Sendesignalspektrums gemäß Gl. (3.3-1), entnehmen wir dem Kanalausgangssignal $y_{\lambda}(k)$ nach einer Wartezeit von N Abtastwerten M Ausgangswerte und erhalten damit einen Schätzwert für den gemäß Gl. (3.3-2) gesuchten Erregeranteil $y_{\lambda \text{err}}(k)$. Sind die Ein- bzw. Ausschwinganteile noch

nicht abgeklungen, ist dieser Schätzwert gemäß den Gleichungen (4.4-1) und (4.4-2) durch additiv wirkende Anteile verfälscht, die bei der Datenrückgewinnung als Störung wirken. In der folgenden Betrachtung fassen wir diese Anteile im Störsignal $y_{\lambda St}(k)$ zusammen. Im vorliegenden Fall ist das Spektrum eines Ausschnittes des Signales $y_{\lambda St}(k)$ als primäre Fehlerquelle zu berücksichtigen. Wir erhalten

$$Y_{\lambda St}(\mu) = \text{DFT}\{y_{\lambda St}(k)\} \quad N \leq k < N+M. \quad (4.4-3)$$

Somit ergibt sich für die DFT der Länge M des betrachteten Empfangssignalabschnittes

$$Y_{\lambda}(\mu) = Y_{\lambda err}(\mu) + Y_{\lambda St}(\mu) \quad (4.4-4)$$

mit

$$Y_{\lambda}(\mu) = \text{DFT}\{y_{\lambda}(k)\} \quad N \leq k < N+M. \quad (4.4-5)$$

Nach Division dieses Signalspektrums durch den Kanalfrequenzgang ergibt sich mit Gl.(3.3-1)

$$\frac{Y_{\lambda}(\mu)}{H_a(\mu)} = U_{\lambda}(\mu) + U_{\lambda St}(\mu) \quad (4.4-6)$$

mit

$$U_{\lambda St}(\mu) = \frac{Y_{\lambda St}(\mu)}{H_a(\mu)}. \quad (4.4-7)$$

Beziehung (4.4-7) gibt den Fehler im Spektrum des Empfangssignales an, der ausschließlich durch nicht abgeklungene Ein- bzw. Ausschwinganteile entstanden ist. Je nach Art der Datencodierung und Größe dieses Störanteiles werden hieraus Fehler in den zu übertragenden Daten resultieren.

4.4.2.2 Abschätzung der notwendigen Wartezeit bei fester

Blocklänge auf Grund von Meßergebnissen

Wesentlich für die tatsächlich erreichbaren Übertragungsraten mit dem Blocklückenverfahren sind die minimalen Wartezeiten, die für ein hinreichendes Abklingen der Einschwingvorgänge eingehalten werden müssen. In diesem Abschnitt untersuchen wir das Verhalten des Übertragungskanals bei der festen Blocklänge $M=128$.

Bild 4-10 zeigt meßtechnisch ermittelte Ergebnisse für die Leitungssimulation TLN222 bei verschiedenen Einstellungen für den Parameter N. In den dargestellten Spektren ist jeweils Real- und Imaginärteil wegen der einfacheren Darstellungsmöglichkeit abwechselnd eingetragen. Das Fehlerspektrum $U_{\lambda St}(\mu)$ ist nur im ausgenützten Durchlaßbereich des Übertragungskanals angegeben, da es im Sperrbereich wegen der Art der Datencodierung keinen Einfluß auf mögliche Datenfehler haben kann.

Real- und Imaginärteile der Spektrallinien im Sendespektrum sind ein Ausschnitt aus einer vierstufigen Pseudozufallsfolge, was gemäß Gl.(3.2-5) bei $n=2$ und $B=3100\text{Hz}$ einer Übertragungsrate von

$$d = \frac{M}{M+N} \cdot 12,4 \text{ kbit/sec} \quad (4.4-8)$$

entspricht.

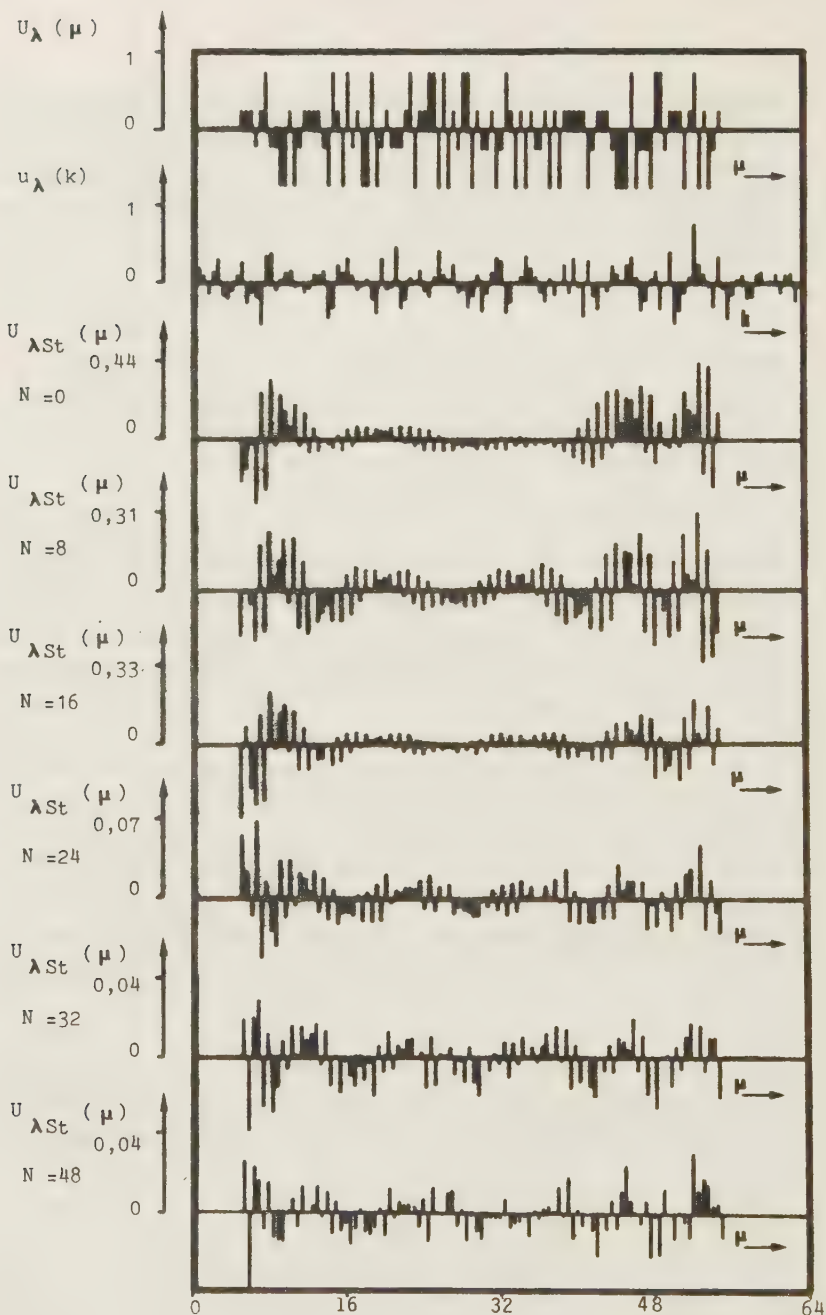


Bild 4-10 : Störspektren an der Leitungsnachbildung TLN222
bei Variation von N . Die unterschiedliche
Ordinatenskalierung ist zu beachten!

Es ist ersichtlich, daß mit wachsendem N der Einfluß des Ein- und Ausschwinganteiles und damit das Maximum des Fehlerspektrums in dem empfangenen Datensignal immer mehr abnimmt. Bei großem N treten nur noch unbedeutende Änderungen des Maximums des Störspektrums auf. Der verbleibende Fehler wird von Überlappungsfehlern, unvermeidlichen Rechenungenauigkeiten sowie vom Kanalrauschen verursacht.

Die Frage, welche Größe des Störspektrums toleriert werden kann, wird wesentlich durch die Art der Datencodierung bestimmt. Eine einfache Möglichkeit besteht darin, den Real- und Imaginärteil jeder zur Verfügung stehenden Sendespektrallinie in äquidistante Abschnitte einzuteilen. Verwendet man hier

$$\ell = 2^n \quad (4.4-9)$$

Stufen für Real- bzw. Imaginärteil, erhält man

$$L = \ell^2 = 2^{2n} \quad (4.4-10)$$

mögliche Signalpunkte für jede Spektrallinie. Entsprechend dem Vorgehen bei der QAM-Modulation ist hier getrennt für jede Spektrallinie die Angabe der Signalpunkte in einer Signalebene möglich. Bild 4-11 zeigt als Beispiel die Darstellung für das hier verwendete vierstufige Sendesignalspektrum. Es kann nicht unterstellt werden, daß diese gewählte Anordnung optimal ist.

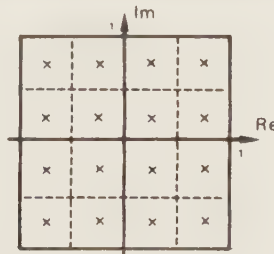


Bild 4-11 : Signalpunkte für eine Spektrallinie in der Signalebene für $\ell = 4$

Fordern wir eine fehlerfreie Datenübertragung, muß im Empfänger noch eine eindeutige Entscheidung für den gesendeten Signalkpunkt möglich sein. Wählen wir als eine sehr einfache Form der Entscheidung die ebenfalls in Bild 4-11 für $\ell=4$ strichliert eingezeichneten Entscheidungsbereiche, erhalten wir eine einfache Bedingung für eine fehlerfreie Datenübertragung:

$$\max(|\operatorname{Re}\{U_{\lambda\text{St}}(\mu)\}|, |\operatorname{Im}\{U_{\lambda\text{St}}(\mu)\}|) < 1/2. \quad (4.4-11)$$

Der Index μ durchläuft hier alle Werte, die zu ausnutzbaren Spektrallinien im Durchlaßbereich des Übertragungskanals gehören:

$$f_{\text{Du}} \leq f_{\text{A}} \cdot M^{-1} \cdot \mu \leq f_{\text{Do}}. \quad (4.4-12)$$

Jede Verletzung von Bedingung (4.4-11) führt unmittelbar zu einem oder mehreren Fehlern nach der Datenrückgewinnung. Setzt man voraus, daß Real- bzw. Imaginärteile der Linien im Sendespektrum durch eine Codierung mit einem einschrittigen Code aus den zu übertragenden Datenbits bestimmt werden (z.B. Gray-Code), erhalten wir eine einfache Abschätzung für die Anzahl $F_{\lambda}(\mu)$ der bei einer Spektrallinie aufgetretenen Einzelbitfehler

$$F_{\lambda}(\mu) \leq \operatorname{INT}(|\operatorname{Re}\{U_{\lambda\text{St}}(\mu)\}| \cdot \ell) + \operatorname{INT}(|\operatorname{Im}\{U_{\lambda\text{St}}(\mu)\}| \cdot \ell). \quad (4.4-13)$$

Die Operation $\operatorname{INT}(\dots)$ deutet an, daß hier jeweils der ganzzahlige Anteil zu berücksichtigen ist.

Mit Gl. (4.4-13) erhalten wir eine Abschätzung für die gesamte in einem übertragenen Signalabschnitt aufgetretenen Anzahl von Einzelbitfehlern

$$F_{\lambda} \leq \sum_{\mu} F_{\lambda}(\mu). \quad (4.4-14)$$

Zu summieren ist hierbei über alle μ , die die Beziehung (4.4-12) erfüllen.

Fordern wir, daß eine vorgegebene Fehlerrate P

$$P = \frac{\text{Anzahl der Einzelbitfehler}}{\text{Gesamtanzahl der übertragenen Bits}} \quad (4.4-15)$$

nicht überschritten wird, können wir nun Aussagen über die notwendige Wartezeit treffen, die bei der Datenübertragung mit dem Blocklückenverfahren sinnvollerweise einzuhalten ist.

Bereits in Bild 4-10 ist erkennbar, daß die Maxima der Störspektren bei noch nicht vollständig eingeschwungenen Systemen im wesentlichen an den Grenzen des Kanaldurchlaßbereiches auftreten. Dieses Ergebnis konnte bereits bei der Untersuchung der Einschwingvorgänge mit rein sinusförmigen Signalen in Abschnitt 4.3 vermutet werden, da auch hier die energiereichsten Einschwingvorgänge bei erregenden Frequenzen in der Nähe der Bandgrenzen auftraten. Aus diesem Grund liegt es nahe, die Breite des ausgenutzten Kanaldurchlaßbereiches zu variieren, um damit einen weiteren freien Parameter bei der Bestimmung, der mit dem Blocklückenverfahren erreichbaren Übertragungsrate auszunutzen.

Die ermittelten Meßergebnisse für die minimal einzuhaltenden Einschwingzeiten als Funktion der verschiedenen Kanalmodelle sowie der ausgenutzten Kanalbandbreite sind in Tabelle 4-2 zusammengefaßt.

Im einzelnen wurden die folgenden Parameter für die verschiedenen Messungen gewählt

Blocklänge : M=128
 Stufenzahl : $l = 8$
 Anzahl der Übertragenen
 Datenbits : $5 \cdot 10^5$
 Sendedaten : gleichverteilte Pseudozufallsfolge.

Die tolerierte Fehlerrate wurde mit $P=10^{-4}$ relativ groß gewählt, um die resultierenden Meßzeiten zu beschränken. Für kleinere geforderte Fehlerraten verlängern sich die notwendigen Wartezeiten nur unwesentlich, wie durch verschiedene Stichproben festgestellt wurde.

Ausgenutzte Kanalbandbreite : 300Hz - 3400Hz		
Übertragungs- kanal	N (für $P \leq 10^{-4}$)	Übertragungsrate in kbit/sec
Cauer TP	19	16,20
TLN100	19	16,20
TLN222	32	14,88
TLN400	72	11,90
TLN666	140	8,88

Tabelle 4-2 a : Minimale Einschwingdauer bei einer ausgenutzten Bandbreite von 300Hz - 3400Hz

Ausgenutzte Kanalbandbreite : 400Hz - 3300Hz		
Übertragungs- kanal	N (für $P \leq 10^{-4}$)	Übertragungsrate in kbit/sec
Cauer TP	5	16,75
TLN100	13	15,80
TLN222	27	14,37
TLN400	54	12,24
TLN666	85	10,46

Tabelle 4-2 b : Minimale Einschwingdauer bei einer aus-
genutzten Bandbreite von 400Hz - 3300Hz

Ausgenutzte Kanalbandbreite : 500Hz - 3200Hz		
Übertragungs- kanal	N (für $P \leq 10^{-4}$)	Übertragungsrate in kbit/sec
Cauer TP	4	15,71
TLN100	10	15,02
TLN222	25	13,55
TLN400	48	11,78
TLN666	78	10,07

Tabelle 4-2 c : Minimale Einschwingdauer bei einer aus-
genutzten Bandbreite von 500Hz - 3200Hz

Die in Tabelle 4-2 aufgeführten Ergebnisse zeigen, daß für den betrachteten Fall trotz eines sehr einfachen Entzerrungsalgorithmus Datenraten oberhalb von 10 kbit/sec realisierbar sind.

Weiterhin erscheint es sinnvoll, die Grenzen des Kanaldurchlaßbereiches gesondert zu betrachten. Insbesondere zeigen die Tabellen 4-2 b und 4-2 c, daß man bei einem steilen Übergang des Kanalfrequenzganges vom Durchlaß- in den Sperrbereich, wie z.B. bei den Beispielen Cauer TP und TLN666, eine erhebliche Reduzierung der Wartezeit erreichen kann, wenn die Übergangsbereiche nicht für eine Übertragung genutzt werden.

Prinzipiell ist es auch möglich, an diesen Stellen durch eine niedrigere Stufenzahl eine geringere Fehlerempfindlichkeit gemäß Gl. (4.4-13) zu realisieren, um damit eine optimale Ausnutzung des Übertragungskanals mit seinen vorgegebenen Übertragungseigenschaften zu erreichen </2.4/>.

4.4.2.3 Untersuchung des Fehlerverhaltens in Abhängigkeit

von der Blocklänge

Im Abschnitt 4.4.2.2 wurde der Einfluß nicht abgeklungener Einschwinganteile auf die nötige Wartezeit bei der festen Blocklänge $M=128$ untersucht. Kontrollmessungen mit veränderten Blocklängen M ergaben erwartungsgemäß im Mittel keine Abhängigkeit der jeweiligen Dauer sowie der Energie der Einschwingvorgänge von der Blocklänge M und damit von der Periodenlänge des zu Grunde gelegten erregenden Zeitsignales.

Wie im folgenden Kapitel 5 gezeigt wird, erhalten wir bei Variation der Blocklänge M und einer gemäß Gl. (3.4-7) gewählten

Skalierung des Sendesignales weiterhin keine Veränderung des Fehlereinflusses auf die Datenfehlerrate, so daß wir damit gemäß Gl. (3.2-5) eine mit der Blocklänge wachsende Datenrate erhalten. Tabelle 4-3 zeigt die bei synchroner Arbeitsweise von Sender und Empfänger erreichten Übertragungsraten. Hierbei liegt wiederum eine Fehlerrate von $P < 10^{-4}$ zu Grunde.

Weiterhin ergibt sich eine Bestätigung für Tabelle 3-1, wo der mit wachsender Blocklänge geringer werdende Kanalkapazitätsverlust gezeigt wird.

Übertragungs- kanal	N	Übertragungsrate in kbit/sec bei			
		M= 64	M=128	M=256	M=512
Cauer TP	5	16,14	16,75	17,07	17,23
TLN100	13	14,46	15,80	16,56	16,97
TLN222	27	12,24	14,37	15,74	16,53
TLN400	54	9,44	12,24	14,37	15,74
TLN666	85	7,47	10,46	13,06	14,92

Tabelle 4-3 : Erreichbare Übertragungsraten bei 8-stufiger Übertragung

4.4.2.4 Statistische Fehlerbetrachtung

In den vorangegangenen Abschnitten wurde im wesentlichen untersucht, wie häufig der spektrale Fehler eine vorgegebene maximale Schranke überschreitet. Die Größe dieser Schranke wurde in den betrachteten speziellen Fällen von der Stufenanzahl des zum Sendesignal gehörigen Spektrums bestimmt. Aus der Häufigkeit sowie der Größe dieser Überschreitungen konnte dann für spezielle Blocklängen und berücksichtigte Einschwingzeiten die Fehlerrate bei der Übertragung meßtechnisch bestimmt werden.

Aussagekräftiger ist eine Untersuchung der Fehlerstatistik. Hierbei betrachten wir die Folge der Störspektren $U_{\lambda St}(\mu)$ gemäß Gleichung (4.4-7), die wir bei der Übertragung statistisch unabhängiger Sendesignalabschnitte $u_{\lambda}^{(N)}(k)$ erhalten, als Elemente eines als stationär und ergodisch angenommenen Zufallsprozesses. Wir bestimmen den linearen Mittelwert, die Streuung sowie die Verteilungsdichte des spektralen Fehlers und können damit die zu erwartende Datenfehlerwahrscheinlichkeit ermitteln. Im folgenden Abschnitt werden wir die genannten Bestimmungsgrößen am Beispiel der Leitungsnachbildung TLN222 bestimmen.

Im weiteren verwenden wir zur Übertragung Sendesignalabschnitte $u_{\lambda}^{(N)}(k)$, die sich aus den folgenden Parametern des Vieltonübertragungsverfahrens bestimmen:

Blocklänge	: $M=128$
Stufenzahl	: $L=16$
Ausgenutzte Kanalbandbreite	: $300\text{Hz} - 3400\text{Hz}$
Abtastfrequenz	: 8kHz
Skalierung des Sendesignales	: Worst Case gemäß Gl.(3.4-7)
Sendedaten $U_{\lambda}(\mu)$	: gleichverteilte Pseudozufallsfolge.

Mit der Übertragung von jedem Signalabschnitt erhalten wir ein Störspektrum $U_{\lambda St}(\mu)$. Dieses Störspektrum ist eine Stichprobe bei der Berechnung der benötigten Mittelwerte sowie der Fehlerverteilung. Im Verlaufe einer Messung wiederholen wir die Übertragung nun mit statistisch unabhängigen Sendesignalspektren, mit einer festen Wartezeit $N \cdot f_A^{-1}$ zur Berücksichtigung der Einschwingvorgänge auf dem Übertragungskanal. Bei der Datenrückgewinnung entscheidet jeweils die Leistung sowie die Verteilung vom Real- oder Imaginärteil bei den jeweiligen Linien des Störspektrums über die resultierenden Datenfehler, wenn wir eine Anordnung der Signalepunkte entsprechend Bild 4-11 wählen. Verschiedene Messungen zeigten, daß sich die Zeitmittelwerte von Real- oder Imaginärteil nicht unterscheiden. Wir betrachten daher im folgenden beispielhaft den linearen und quadratischen Mittelwert vom Realteil des Störspektrums und erhalten wegen der angenommenen Ergodizität des Zufallsprozesses:

Linearer Mittelwert:

$$\hat{E}\{U_{St}(\mu)\} := \frac{1}{L} \sum_{\lambda=1}^L \operatorname{Re}\{U_{\lambda St}(\mu)\} \quad (4.4-16)$$

Quadratischer Mittelwert:

$$\hat{E}\{U_{St}^2(\mu)\} := \frac{1}{L} \sum_{\lambda=1}^L \operatorname{Re}^2\{U_{\lambda St}(\mu)\}. \quad (4.4-17)$$

Die Bilder 4-12 bis 4-15 zeigen Ergebnisse für die Leitungsnachbildung TLN222 für verschiedene Werte von N.

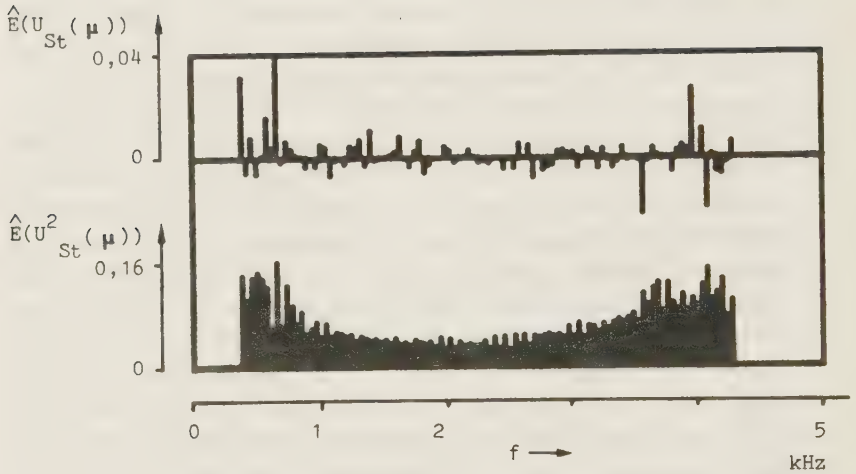


Bild 4-12 : Fehlerverhalten im Mittel an der Leitungsnachbildung
TLN222 mit $N=0$ und $L=100$

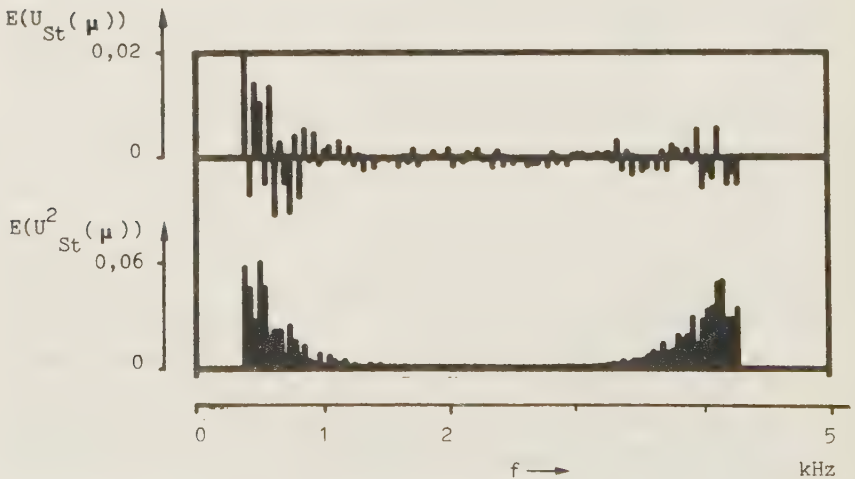


Bild 4-13 : Fehlerverhalten im Mittel an der Leitungsnachbildung
TLN222 mit $N=16$ und $L=100$

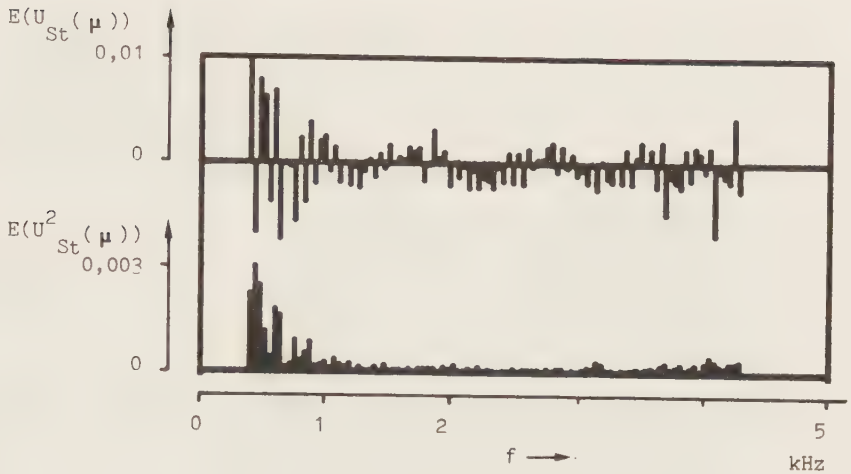


Bild 4-14 : Fehlerverhalten im Mittel an der Leitungsnachbildung
TLN222 mit $N=32$ und $L=100$

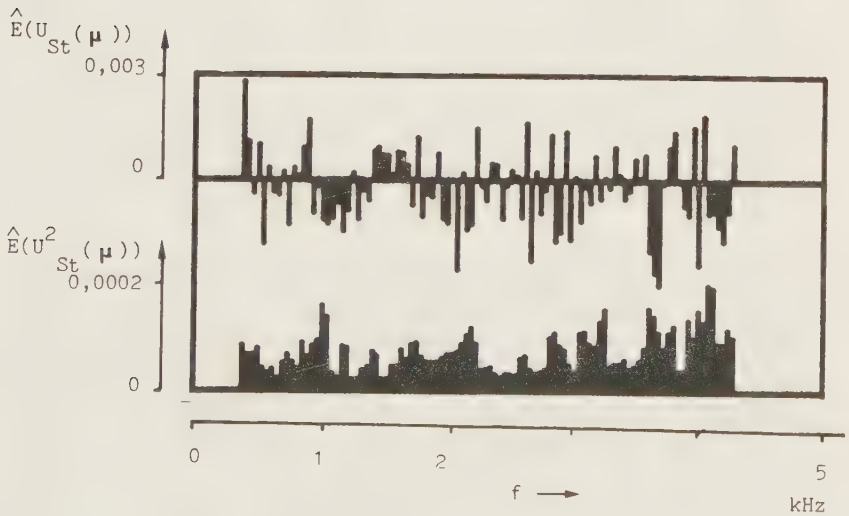


Bild 4-15 : Fehlerverhalten im Mittel an der Leitungsnachbildung
TLN222 mit $N=64$ und $L=100$

Es zeigt sich, daß der Schätzwert für den linearen Mittelwert des Fehlers mit wachsender Mittelungszeit erwartungsgemäß gegen Null strebt. Dieses Ergebnis wurde durch Kontrollmessungen an anderen Leitungsnachbildungen mit unterschiedlichen Parametern für das Modulationsverfahren bestätigt. Damit ist die folgende Annahme zulässig

$$E\{U_{St}(\mu)\} = 0. \quad (4.4-18)$$

Hiermit erhalten wir die folgende Bestimmungsgleichung für den Schätzwert der zu bestimmenden Streuung:

$$\hat{\sigma}(\mu) = \hat{E}\{U_{St}^2(\mu)\}. \quad (4.4-19)$$

Weiterhin ist ersichtlich, daß die Streuung des Fehlers mit wachsender Einschwingzeit abnimmt. Im nicht eingeschwungenen Zustand erhalten wir eine deutliche Vergrößerung der Fehlerstreuung an den Rändern des Übertragungskanals, was bereits auf Grund der speziellen Messungen im Abschnitt 4.4.2.2 vermutet wurde. Im eingeschwungenen Zustand ist diese Erscheinung nicht mehr nachweisbar. Die verbleibenden Fehler werden ausschließlich von rauschartigen Störungen auf dem Übertragungskanal verursacht.

Das Verhalten der Fehlerstreuung bei wachsender Wartezeit wird weiter durch das Bild 4-16 verdeutlicht. Hier ist die Funktion $\hat{\sigma}(f, N)$ anschaulich dargestellt. Auch hier ist die rasche Abnahme der Fehlerstreuung mit einer wachsenden Einschwingzeit erkennbar.

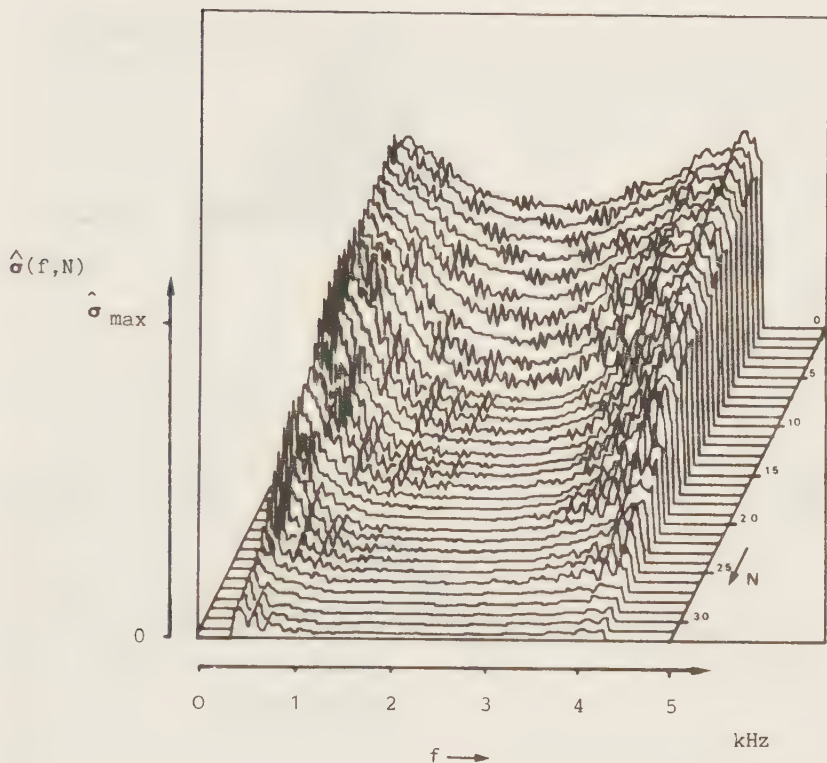


Bild 4-16 : Fehlerstreuung $\hat{\sigma}(f, N)$ mit $L=3000$ an der Leitungsnachbildung TLN222

Zur Vervollständigung zeigt Bild 4-17 die Verteilungsdichte $P_{\text{USt}(\mu)}(x)$ des Fehlers an drei verschiedenen Frequenzen im ausgenutzten Bereich des Übertragungskanal. Gemessen wurden die angegebenen Verteilungsdichten in 128 Intervallen bei je 10000 Stichproben und einer Wartezeit von 16 Abtastintervallen. Offensichtlich kann in einem weiten Bereich von einer gaußförmigen Verteilungsdichte des Fehlers ausgegangen werden.

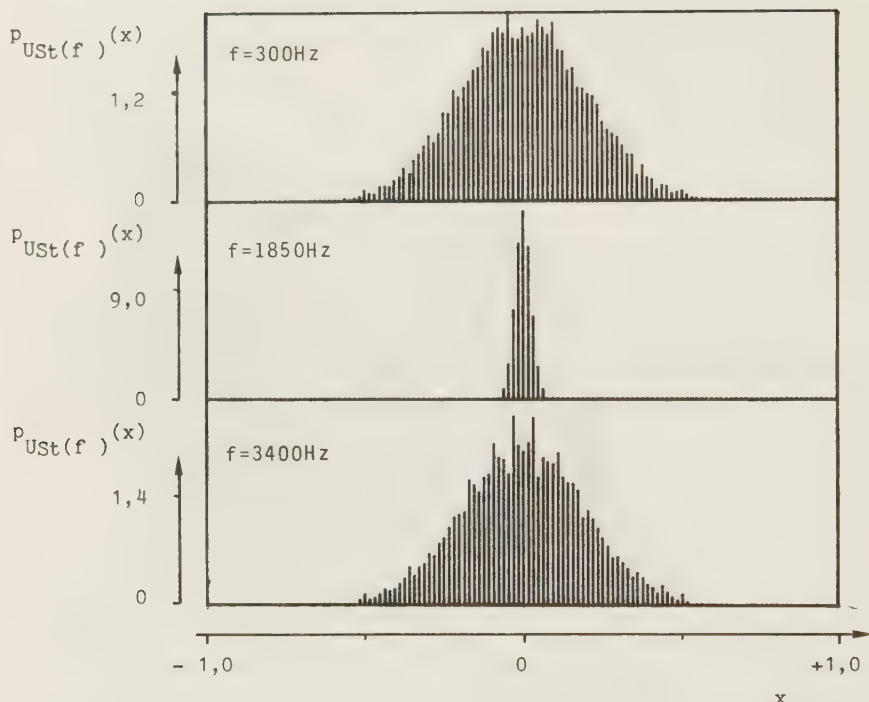


Bild 4-17 : Verteilungsdichte des Frequenzfehlers bei der Leitungsnachbildung TLN222 mit $N=16$

Kontrollmessungen mit veränderter Stufenzahl und anders gewählter Skalierung der Sendesignalabschnitte ergaben bezüglich der Streuung sowie der Verteilungsdichte des Fehlers keine veränderten Ergebnisse.

Mit den so bestimmten Verteilungsdichten sowie den Streuungen des Frequenzfehlers ist es möglich, bei vorgegebener Stufenzahl die zu erwartenden Fehlerraten zu bestimmen. Ohne an dieser Stelle näher auf die Zusammenhänge einzugehen, zeigt Tabelle 4-4 meßtechnisch ermittelte Fehlerraten für eine 16-stufige Vieltonübertragung. Eine genauere Untersuchung dieses verbleibenden Fehlers, der als zeitlich begrenzt angesehen werden kann, erfolgt im Abschnitt 5.3.

Wartezeit in Vielfachen von f_A^{-1}	Übertragungsrate in kbit/sec	Fehlerrate
0	25,0	0,39606
8	23,53	0,23813
16	22,22	0,09887
24	21,05	0,02358
32	20,0	0,00207
64	16,67	$< 10^{-7}$

Tabelle 4-4 : Fehlerraten am Leitungsmodell TLN222

Stufenzahl: 16 ($n=4$), Bandbreite $B=3,1\text{kHz}$

Anzahl der übertragenen Blöcke $L=2 \cdot 10^4$

Blocklänge $M=128$

Tabelle 4-4 zeigt, daß auf Grund der raschen Abnahme der Fehlerstreuung bei einer Erhöhung der Wartezeit relativ bald der Einfluß nicht abgeklungener Einschwingvorgänge gegenüber den verbleibenden, unvermeidbaren Kanalstörungen vernachlässigbar wird. Es ist daher sinnvoll, diesen Fehler durch eine hinreichend lange Wartezeit zu verkleinern. Die Länge der nötigen Wartezeit wird vom Übertragungskanal, der ausgenutzten Kanalbandbreite, der Blocklänge sowie der gewählten Stufenzahl beeinflusst und ist für jeden der in Betracht kommenden Fälle gesondert festzulegen. Insbesondere bei Kanälen mit einem steilen Übergang vom Durchlaß- in den Sperrbereich kann es sinnvoll sein, den Einfluß des größeren Fehlers in den Übergangsbereichen durch eine in diesen Bereichen verkleinerte Stufenzahl zu berücksichtigen. Der verbleibende Fehler kann dann entsprechend seiner Wirkung als rauschartig betrachtet werden.

Ziel des folgenden Kapitels ist es unter anderem, die Wirkung rauschartiger Störungen auf dem Übertragungskanal eingehender zu untersuchen.

Abschließend weisen wir auf die folgenden offenen Fragen hin, die im Rahmen dieser Arbeit nicht behandelt wurden:

1. Die Wahl der Signalpunkte im Signalraum entsprechend dem Bild 4-11 erfolgte ausschließlich im Hinblick auf eine einfache Datenrückgewinnung. Es kann nicht angenommen werden, daß diese Anordnung optimal ist. Diese Aussage gilt im gleichen Zusammenhang für die verwendeten Entscheidungsschwellen.
2. Für eine praktische Anwendung des Verfahrens erscheint es sinnvoll, die Anordnung der Signalpunkte im Signalraum bei verschiedenen Frequenzen derart zu wählen, daß die auftretenden Fehlerraten bei allen ausgenutzten Spektrallinien identisch werden. Im Rahmen der vorliegenden Untersuchungen wurde lediglich eine einzige Anordnung der Signalpunkte zu Grunde gelegt.
3. Das Vieltonübertragungsverfahren erfordert eine große Flexibilität des eingesetzten Prozessors zur Ausführung der relativ komplexen blockweise auszuführenden Algorithmen, wie z.B. die FFT. Wir können diese Flexibilität ausnutzen, um die freien Parameter wie z.B. Konstellation der Signalpunkte adaptiv an den Übertragungskanal anzupassen. Damit wäre dann eine optimale Ausnutzung des Kanals gegeben.

5. Untersuchung des Einflusses zufälliger Störungen auf das

Fehlerverhalten bei dem Vieltonübertragungsverfahren

5.1 Genauere Betrachtung der Skalierung des Sendesignales

Bei der Datenübertragung über gestörte Kanäle ist es grundsätzlich das Ziel, den Kanal möglichst voll auszusteuern, um ein großes S/N-Verhältnis und damit die maximal mögliche Störsicherheit für das Übertragungsverfahren zu erreichen. Im Gegensatz hierzu steht die Forderung nach der Vermeidung von Überläufen, die in Bedingung (3.4-1) formuliert ist. Es zeigt sich, daß die bislang zu Grunde gelegte Worst-Case Skalierung gemäß Gleichung (3.4-7) eine für die praktische Anwendung zu scharfe Forderung darstellt. Ziel der folgenden Untersuchungen ist es somit, Skalierungsfaktoren $1/M_1$ und $1/M_2$ mit

$$M_2 < M \quad (5.1-1)$$

gemäß den Beziehungen (3.4-2), (3.4-3) und (3.4-5) derart zu bestimmen, daß Beziehung (3.4-1) mit einer bestimmten vorgegebenen Wahrscheinlichkeit erfüllt ist. Hierzu betrachten wir das Sendezeitsignal $u(k)$ als Zufallsvariable aus einem stationären und ergodischen Zufallsprozeß, dessen Streuung und Amplitudenverteilungsdichte wir im folgenden bestimmen. Damit können wir die Wahrscheinlichkeit dafür angeben, daß $|u(k)|$ bei einer vorgegebenen Skalierung die Schranke +1 überschreitet. Wir beginnen die Betrachtung im Frequenzbereich und ermitteln dann die Streuung des eigentlich interessierenden Sendezeitsignales durch Anwendung der Parseval'schen Beziehung. Hierbei verwenden wir Bezeichnungen und Definitionen aus </4.2/ S.66 ff. und /5.9/>.

Wir gehen im folgenden von dem in Bild 2-2 gezeigten Blockschaltbild des Übertragungssystems aus. Die zu Übertragende, gleichverteilte $\langle +1, -1 \rangle$ Folge wird zu komplexwertigen Abschnit-

ten $U_\lambda(\mu)$ zusammengefaßt, wobei die komplexen Werte wegen des in Kapitel 3.2 und 4.4.2.2 beschriebenen Codierverfahrens mittelwertfrei sowie gleichverteilt sind. Weiterhin nehmen wir zunächst an, daß die gesamte zur Verfügung stehende Bandbreite für die Übertragung genutzt wird. Mit diesen Voraussetzungen können wir die Streuung σ_S der Sendesignalspektren bestimmen. Hierzu bilden wir den Mittelwert der Einzelleistungen, die zu jedem möglichen Signalpunkt in der Signalebene gehören. Es ist unter den getroffenen Voraussetzungen mit $\ell=2^n$ und ℓ^2 Signalpunkten

$$\sigma_S^{(2)}(\ell) = E\{|U_\lambda(\mu)|^2\} = \frac{4}{\ell} \sum_{\kappa=1}^{\ell/2} \sum_{\nu=1}^{\ell/2} [(2\kappa-1)^2 + (2\nu-1)^2]. \quad (5.1-2)$$

Nach Aufsummation </5.10/> erhält man:

$$\sigma_S^{(\ell)} = \sqrt{\frac{2 \cdot (\ell^2 - 1)}{3 \cdot \ell^2}}. \quad (5.1-3)$$

Es sei vermerkt, daß die Streuung $\sigma_S^{(\ell)}$ mit wachsender Stufenzahl schnell gegen den Grenzwert

$$\sigma_S^{(\infty)} = \sqrt{2/3} \quad (5.1-4)$$

konvergiert. Berücksichtigen wir, daß im allgemeinen gemäß Gl. (3.2-3) die reduzierte Bandbreite $B < f_A/2$ zur Übertragung genutzt wird, erhalten wir die tatsächliche Streuung des Sendesignalspektrums als

$$\sigma_{SB}^{(\ell)} = 2B/f_A \cdot \sigma_S^{(\ell)} := \sigma_S. \quad (5.1-5)$$

Entsprechend der Parseval'schen Beziehung bei der kontinuierlichen Fouriertransformation erhalten wir mit der in Gl. (3.4-3)

gegebenen Definition der inversen diskreten Fouriertransformation

$$\sum_{k=0}^{M-1} |x^2(k)| = \frac{M}{M_2} \sum_{\mu=0}^{M-1} |x^2(\mu)|. \quad (5.1-6)$$

Damit ergibt sich für die Streuung σ_Z des durch inverse DFT gewonnenen Sendezeitsignales $u(k)$

$$\sigma_Z = \frac{\sqrt{M}}{M_2} \cdot \sigma_S. \quad (5.1-7)$$

In <5.1/> wurden Zeitsignale untersucht, die mittels der inversen DFT aus einem Linienspektrum mit konstantem Betrag sowie gleichverteilter, stochastischer Phase erzeugt wurden. Auch hier wurde die Wahrscheinlichkeit dafür angegeben, daß das zugehörige periodische Zeitsignal eine vorgegebene Schranke überschreitet. Unter Hinweis auf <5.2/, /5.3/, /5.4/> wurde gezeigt, daß für diese Fragestellung bereits bei Signalen mit 20 bis 50 Spektrallinien die Verteilungsdichtefunktion mit guter Näherung durch die eines Gaußprozesses mit gleicher Streuung ersetzt werden kann. Im Gegensatz zu <5.1/> verwenden wir Signale mit quantisierter Phase und unterschiedlichen, quantisierten Beträgen. Da die hier verwendete Anzahl von Spektrallinien im allgemeinen jedoch deutlich größer als in <5.1/> ist, nehmen wir für die folgenden Überlegungen eine gaußförmige Verteilungsdichtefunktion des Sendezeitsignales an. Zur Bestätigung zeigt Bild 5-1 die gemessene Verteilungsdichtefunktion des Sendezeitsignals $u(k)$ für ein 16-stufiges Signalspektrum bei einer Blocklänge von $M=128$

und einer ausgenutzten Bandbreite von 300Hz bis 3400Hz. Die Skalierung erfolgte hier gemäß Gleichung (3.4-7) mit $M_2=M$. Es wird $\sigma_Z = \sigma_S \cdot 1/\sqrt{128}$.

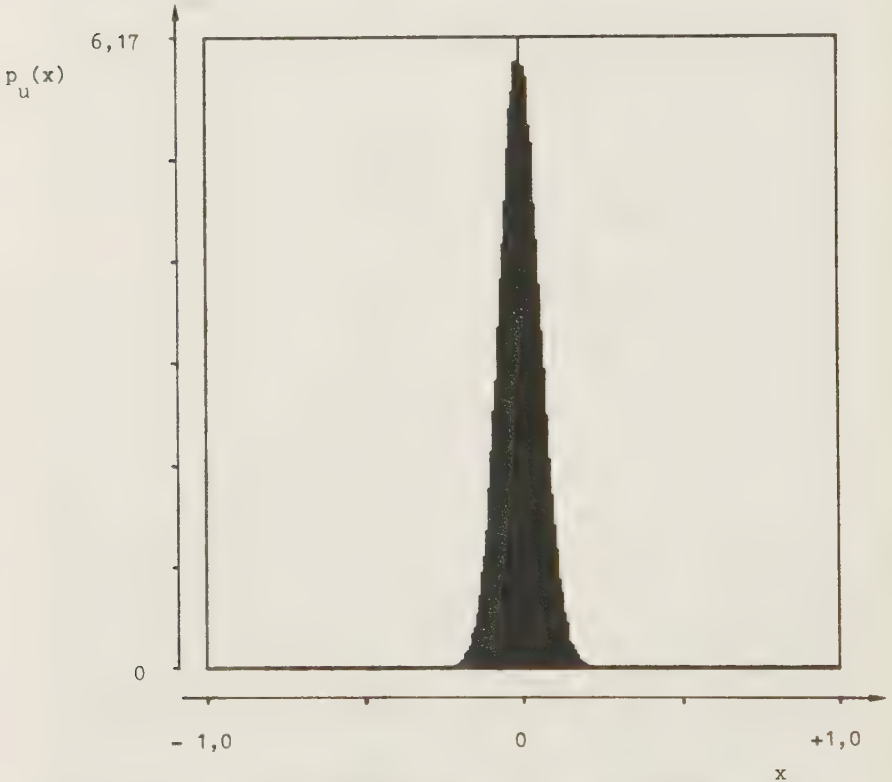


Bild 5-1 : Verteilungsdichtefunktion des Sendezeitsignales

Mit den getroffenen Annahmen sowie mit der in Gl. (5.1-7) angegebenen Streuung des Sendezeitsignales erhalten wir die folgende Verteilungsdichtefunktion $p_u(x)$ für das Sendezeitsignal $u(k)$

$$p_u(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_Z} \cdot \exp\left(-\frac{x^2}{2 \cdot \sigma_Z^2}\right). \quad (5.1-8)$$

Bei bekannter Verteilungsdichtefunktion erhalten wir die Wahrscheinlichkeit P_1 für

$$|u(k)| > 1 \quad (5.1-9)$$

als

$$P_1 = \int_{-\infty}^{-1} p_u(x) dx + \int_{+1}^{+\infty} p_u(x) dx. \quad (5.1-10)$$

Die in Gl. (5.1-10) vorkommenden Integrale können nicht in geschlossener Form angegeben werden. Tabelliert findet man <z.B. /5.5/ S.966 ff.>

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz = \frac{1}{4\sqrt{\pi}} \operatorname{erf} x. \quad (5.1-11)$$

Nach kurzer Zwischenrechnung erhalten wir mit Gl. (5.1-11)

$$P_1 = 2 \cdot \{1 - P(\sigma_Z^{-1})\}. \quad (5.1-12)$$

Fordern wir, daß die Wahrscheinlichkeit für ein Verletzen der Skalierungsbedingung (3.4-1) unterhalb einer Schranke $P_{1\max}$ bleibt, so ergibt sich

$$P(\sigma_Z^{-1}) < 1 - 0,5 \cdot P_{1\max}. \quad (5.1-13)$$

Aus der Tabelle gewinnen wir hiermit die obere Grenze $\sigma_{Z\max}$ für σ_Z , bis zu der Bedingung (5.1-13) eingehalten wird. Mit der Gleichung (5.1-7) erhalten wir dann den gesuchten Skalierungsfaktor M_2 . Aufschlußreicher ist die Angabe des Faktors

$$K = M_2 / \sqrt{M}. \quad (5.1-14)$$

Für $K=1$ ergibt sich die gleiche Streuung für das Sendesignalspektrum und das zugehörige Sendezeitsignal. Für $K>1$ erhalten

wir eine Streuung des Sendezeitsignales, die gegenüber der des Sendesignalspektrums um den Faktor $1/K$ reduziert ist. Damit verkleinert sich die Wahrscheinlichkeit für eine Verletzung der Skalierungsbedingung (3.4-1). Mit Gl. (5.1-7) erhalten wir

$$K = \frac{\frac{M}{2}}{\sqrt{M}} = \frac{\sigma_S}{\sigma_{Zmax}} \quad (5.1-15)$$

Wir können mit dem Faktor K somit die Sicherheit vor Überläufen beeinflussen. Wesentlich ist, daß K unabhängig von der Blocklänge M bestimmt wird. Man erhält damit für ein gefordertes P_{1max} eine Signalleistung auf dem Kanal, die unabhängig von der Blocklänge ist.

Tabelle 5-1 zeigt die Faktoren K , die für P_{1max} aus den Gleichungen (5.1-7), (5.1-13) und (5.1-15) theoretisch ermittelt wurden. Zur Vereinfachung haben wir σ_S gemäß Gl. (5.1-4) gewählt. Weiterhin nehmen wir an, daß die gesamte mögliche Bandbreite zur Übertragung genutzt wird. Damit stellen die in Tabelle 5-1 angegebenen Skalierungsfaktoren eine Worst-Case Abschätzung dar. In der Regel kann K bei den angegebenen Übersteuerungsraten kleiner als angegeben gewählt werden.

P_{1max}	σ_{Zmax}^{-1}	K
10^{-2}	2,58	2,11
10^{-3}	3,30	2,69
10^{-4}	3,90	3,18
10^{-5}	4,45	3,63
10^{-6}	4,90	4,00

Tabelle 5-1 : Skalierung des Sendezeitsignales

Die angegebenen Beziehungen zur Abschätzung eines sinnvollen Skalierungsfaktors wurden durch verschiedene Messungen überprüft. Stellvertretend zeigt Bild 5-2 einen Vergleich der theoretisch ermittelten Übersteuerungsraten P_1 , die mit den Beziehungen (5.1-3), (5.1-5), (5.1-7) und (5.1-12) ohne weitere Vereinfachungen errechnet wurden, mit gemessenen Übersteuerungsraten P_1 . Es wurden die folgenden Parameter für die Messung gewählt

Blocklänge : $M=64$
Stufenzahl : $L=2$
Bandbreite : $B=300\text{Hz}-3400\text{Hz}$
Sendedaten : gleichverteilte Pseudozufallsfolge.

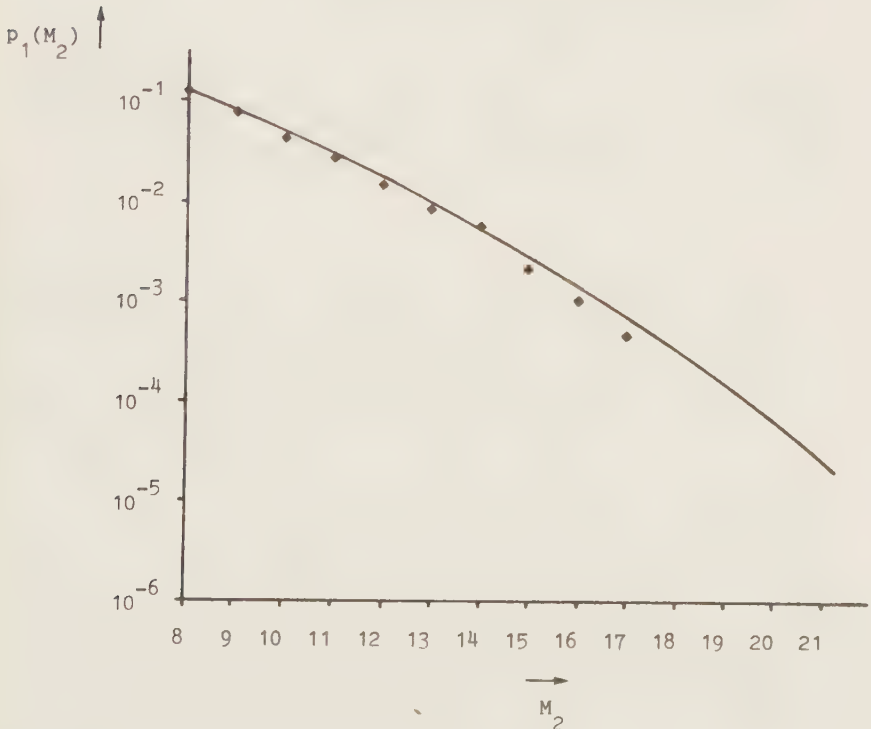


Bild 5-2 : Vergleich der theoretisch ermittelten Übersteuerungsraten mit Meßergebnissen

Bild 5-2 zeigt eine sehr gute Übereinstimmung der angegebenen Beziehungen mit den Meßergebnissen. Dies konnte auch für anders gewählte Blocklängen, Stufenzahlen und ausgenutzte Bandbreiten gezeigt werden.

Es ist anzumerken, daß eine Verletzung der Skalierungsbedingung nicht notwendigerweise zu einem Datenfehler bei der Übertragung führt. Vielmehr kann ein derartiger Fehler in seiner Wirkung als impulsartige Störung aufgefaßt werden. Wir untersuchen den Einfluß dieser Störungen im Abschnitt 5.3 ausführlicher.

5.2 Der Einfluß rauschartiger Störungen

Eine wichtige Klasse von Kanalstörungen bilden die rauschartigen Störungen. Ihren Einfluß auf mögliche Übertragungsfehler untersuchen wir im folgenden an dem in Bild 5-3 gezeigten einkanali- gen, diskreten Modellsystem.

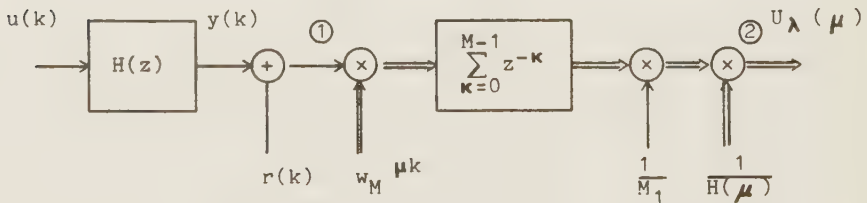


Bild 5-3 : Modellsystem für den gestörten Kanal

Das Sendezeitsignal $u(k)$ durchläuft ein lineares System mit der Übertragungsfunktion $H(z)$. Hierdurch werden alle linearen Verzerrungen berücksichtigt, die durch den Übertragungskanal und den notwendigen D/A-Wandler hervorgerufen werden. Kanalstörungen und rauschartige Quantisierungsfehler werden durch das additiv

wirkende weiße Rauschen $r(k)$ mit der spektralen Leistungsdichte S_o berücksichtigt. Die Rückgewinnung des Sendespektrums, die in der Realisierung mittels der DFT erfolgt, stellen wir hier durch die komplexe Modulation mit der modulierenden Folge w_{μ}^k sowie einer sich anschließenden Mittelung über M Abtastwerte dar $\langle /5.11/\rangle$. Mit diesem einkanalen Modellsystem ist es einfach möglich, die resultierende Rauschleistung $S_a(\mu)$ an dem Ausgang von jedem Einzelkanal zu bestimmen. Wir erhalten

$$S_a(\mu) = S_o \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} |H_{12}(\mu, \Omega)|^2 d\Omega. \quad (5.2-1)$$

$H_{12}(\mu, \Omega)$ ist hierbei der wirksame Frequenzgang vom Punkt ① zum Punkt ②, des in Bild 5-3 dargestellten Modellsystems. Die Modulation mit w_{μ}^k kann hier unberücksichtigt bleiben, da sie die Rauschleistung auf dem Kanal unbeeinflusst läßt. Mit der Rauschzahl $R(\mu)$

$$R(\mu) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} |H_{12}(\mu, \Omega)|^2 d\Omega \quad (5.2-2)$$

erhalten wir

$$S_a(\mu) = S_o \cdot R(\mu). \quad (5.2-3)$$

Die zu berücksichtigende Übertragungsfunktion $H_{12}(\mu, z)$ ergibt sich als

$$H_{12}(\mu, z) = \sum_{k=0}^{M-1} z^{-k} \cdot H(\mu)^{-1} \cdot M_1^{-1}. \quad (5.2-4)$$

Mit der bekannten Rauschzahl des Mittelungsfilters berechnen wir

$$R(\mu) = \frac{M}{M_1^2 |H(\mu)|^2} \quad (5.2-5)$$

Aus Gl. (3.4-5) und (5.1-14) erhalten wir

$$\frac{1}{M_1^2} = \frac{K^2}{M} \quad (5.2-6)$$

Damit ergibt sich

$$R(\mu) = \frac{K^2}{|H(\mu)|^2} \quad (5.2-7)$$

Im folgenden treffen wir verschiedene vereinfachende Annahmen, um die Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei einem bestimmten S/N-Verhältnis auf dem Übertragungskanal abschätzen zu können. Wir nehmen an, daß für den ausgenutzten Bereich des Übertragungskanals gilt

$$|H(\mu)| = 1. \quad (5.2-8)$$

Es ist anzumerken, daß mit dieser Annahme auch die $\frac{\sin x}{x}$ - Frequenzgangverzerrung durch den D/A-Wandler mit Abtasthalteglied am Ausgang unberücksichtigt bleibt.

Weiterhin ist einfach zu zeigen, daß sich die Gesamtstörleistung $S_a(\mu)$ zu gleichen Teilen auf den Real- bzw. Imaginärteil am Einzelkanalausgang aufteilt. Damit erhalten wir für die Streuung σ_F des Fehlersignals, das z.B. am Realteilausgang des Einzelkanals wirksam wird

$$\sigma_F = K \cdot \sqrt{S_0/2} \quad (5.2-9)$$

Im weiteren nehmen wir an, daß der resultierende komplexe Fehler am Ausgang von jedem Einzelkanal in Real- bzw. Imaginärteil jeweils eine gaußförmige Verteilungsdichtefunktion $p_F(x)$ besitzt.

Wir erhalten

$$p_F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_F} \cdot \exp\left(-\frac{x^2}{2 \cdot \sigma_F^2}\right). \quad (5.2-10)$$

Bei einer Übertragung mit jeweils ℓ Stufen in Real- und Imaginärteil entstehen dann Übertragungsfehler, wenn der Betragsfehler die Schranke $1/\ell$ überschreitet. Wir nehmen an, daß die Fehler so klein sind, daß bei Überschreitungen jeweils nur Einzelbitfehler auftreten und erhalten damit für die zu berücksichtigende Bitfehlerwahrscheinlichkeit im Real- oder Imaginärteil eines Einzelkanals

$$P_F = \int_{-\infty}^{-1/\ell} p_F(x) dx + \int_{+1/\ell}^{+\infty} p_F(x) dx. \quad (5.2-11)$$

Nach kurzer Zwischenrechnung ergibt sich mit Gl. (5.1-11)

$$P_F = 2 \cdot \left[1 - P\left(\frac{1}{\ell \cdot \sigma_F}\right)\right]. \quad (5.2-12)$$

Mit Gleichung (5.2-12) erhalten wir die mittlere Bitfehlerrate P für das gesamte Übertragungssystem als die Bitfehlerrate auf dem Einzelkanal zu

$$P = \frac{P_F}{\ell d(\ell)}. \quad (5.2-13)$$

Häufig wird die Bitfehlerwahrscheinlichkeit nicht als Funktion der absoluten Störleistung, sondern als Funktion des S/N-Verhältnisses auf dem Übertragungskanal angegeben. Hierzu betrachten wir die Signalleistung σ_Z^2 auf dem Übertragungskanal, die wir mit Gl. (5.1-7) und (5.1-14) erhalten:

$$\sigma_z^2 = \frac{\sigma_s^2}{K^2} \quad (5.2-14)$$

Setzen wir das Signal-Rauschverhältnis $V = \sigma_z^2 / S_o$ als bekannt voraus, so wird

$$S_o = \frac{\sigma_z^2}{V} = \frac{\sigma_s^2}{K^2 \cdot V} \quad (5.2-15)$$

Hierbei setzen wir voraus, daß das analoge tatsächlich wirksame Rauschsignal mit der halben Abtastfrequenz bandbegrenzt ist. Das bedeutet für die spektrale Leistungsdichte $S_{xx}(f)$ des analogen Störsignales

$$\begin{aligned} S_{xx}(f) &= S_o && \text{für } 0 \leq |f| < f_A/2 \\ &= 0 && \text{sonst.} \end{aligned} \quad (5.2-16)$$

Damit erhalten wir die eigentlich interessierende Streuung σ_F der Störung am Ausgang eines Einzelkanals gemäß Gl. (5.2-9)

$$\sigma_F = \frac{\sigma_s}{\sqrt{2V}} \quad (5.2-17)$$

Mit Gl. (5.2-12) und (5.2-13) ergibt sich dann die theoretische Bitfehlerrate P_{th} in Abhängigkeit der Streuung des Sendesignal-

spektrums und des S/N-Verhältnisses auf dem Übertragungskanal als

$$P_{th} = \frac{2 \left[1 - P \left[\sqrt{2V / (\ell \cdot \sigma_S)} \right] \right]}{\text{ld}(\ell)} \quad (5.2-18)$$

Mit Gl. (5.1-3) und (5.1-5) können wir weiter vereinfachen und erhalten

$$P_{th} = \frac{2 \left[1 - P \left[\sqrt{\frac{3V f_A}{2B(\ell^2 - 1)}} \right] \right]}{\text{ld}(\ell)} \quad (5.2-19)$$

Bild 5-4 zeigt die Abhängigkeit der Bitfehlerrate von dem S/N-Verhältnis auf dem Übertragungskanal für eine vierstufige Übertragung. Die gesondert eingetragenen Meßpunkte bestätigen den theoretischen Zusammenhang mit hinreichender Genauigkeit. Die Messungen der Bitfehlerraten wurden mit einem Meßaufbau gemäß Bild 5-3 durchgeführt. Als Störung wurde am Kanalausgang gaußverteiltes sowie auf den Kanaldurchlaßbereich bandbegrenztes Rauschen addiert. Bei großem S/N-Verhältnis überwiegen andere Fehlereinflüsse, so daß hier nur die gemeinsame Betrachtung aller Einflüsse, wie z.B. Einschwingverhalten, Rechenungenauigkeiten usw. eine gute Fehlerratenabschätzung zuläßt. Dennoch erlaubt Gl. (5.2-19) eine gute Beurteilung des Einflusses rauschartiger Störungen auf dem Übertragungskanal. Bild 5-5 zeigt schließlich die zu erwartenden Fehlerraten in Abhängigkeit des S/N-Verhältnis für verschiedene Stufenzahlen ℓ bei ausschließlich rauschartiger Störung auf dem Kanal. Für Bild 5-4 und 5-5 wurden jeweils die folgenden Parameter für das Übertragungsverfahren gewählt:

Abtastfrequenz f_A : 8kHz
Bandbreite B : 3400Hz-300Hz
Sendedaten $U_\lambda(\mu)$: gleichverteilte Pseudozufallsfolge
Stufenzahl ℓ : 4.

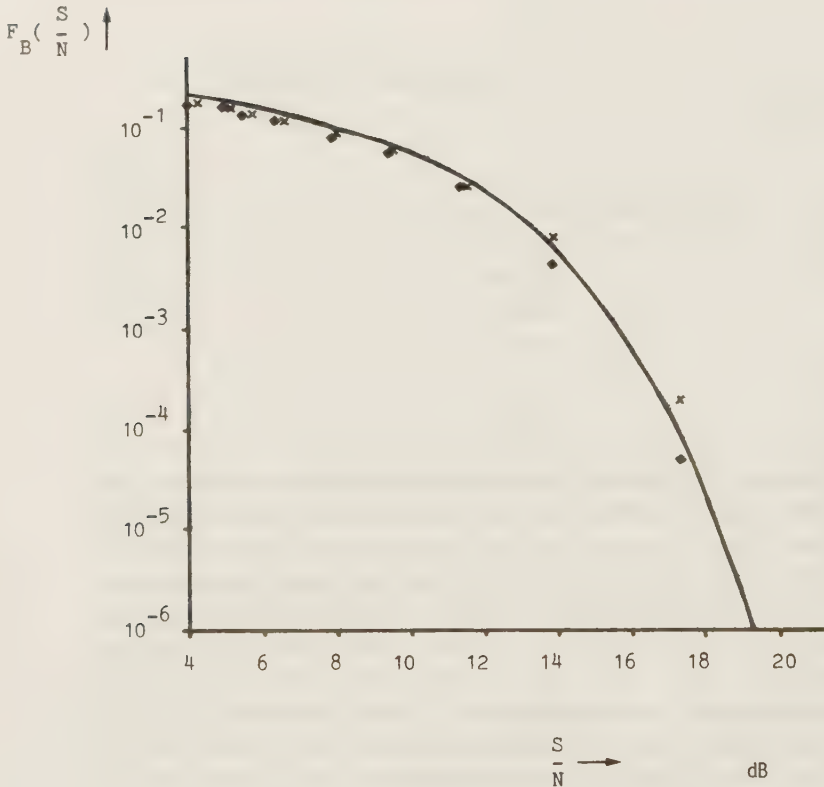


Bild 5-4 : Vergleich der gemessenen Bitfehlerraten mit dem theoretischen Zusammenhang.

x Messung an der Leitungsnachbildung TLN222

◆ Messung am Kurzschluß mit $H(s)=1$

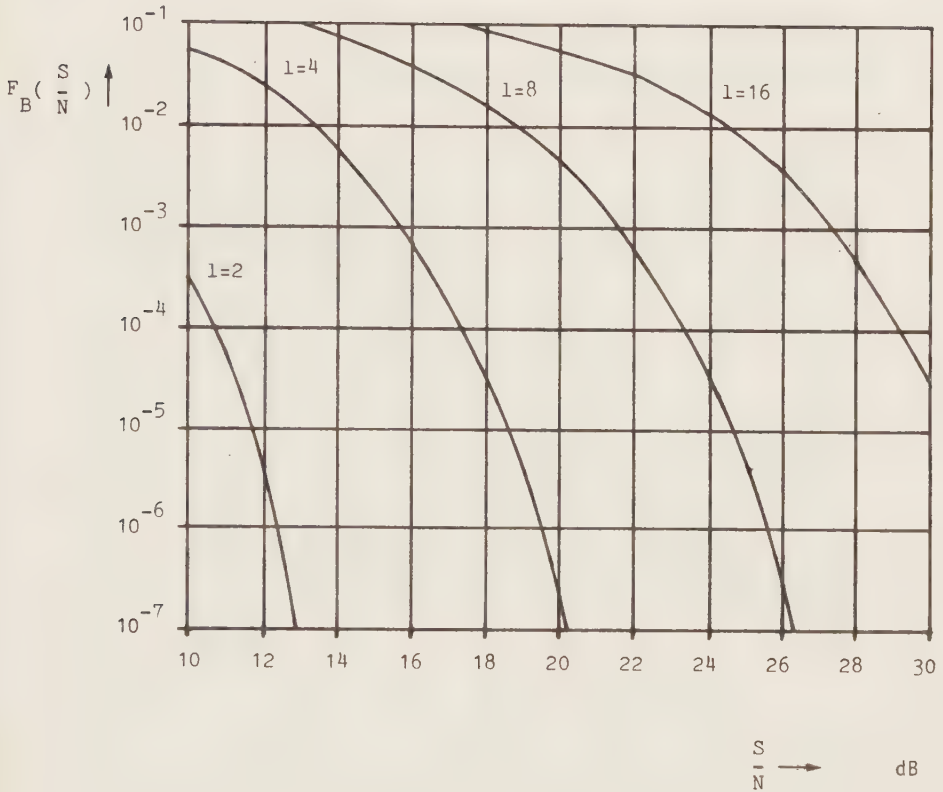


Bild 5-5 : Abhängigkeit der Bitfehlerraten vom S/N-Verhältnis
bei unterschiedlicher Stufenzahl

5.3 Der Einfluß impulsförmiger Störungen

Erfahrungen bei der Verwendung und dem praktischen Einsatz von Modems zeigen, daß neben dem Einfluß der bisher diskutierten Störungen als wesentliche Fehlerquellen impulsförmige Störungen durch Wählergeräusche u.ä. zu berücksichtigen sind. Häufig rufen gerade diese Störungen Übertragungsfehler hervor, da die üblichen QAM-Übertragungsverfahren hier besonders empfindlich reagieren </5.6/>. Im folgenden Abschnitt ist zu zeigen, daß diese Störungen, wie bei allen Transformationscodierungen, verschmiert und damit weniger wirksam werden.

Im ungestörten Fall erhalten wir im eingeschwungenen Zustand das Sendesignalspektrum $U_{\lambda}(\mu)$ gemäß den Gleichungen (3.3-1) und (3.3-2). Ist dem empfangenen Signalabschnitt $y_{\lambda \text{err}}(k)$ die impulsförmige Störung $y_{\lambda I}(k)$ mit

$$y_{\lambda I}(k) = \begin{cases} 1 & \text{für } k=k_0, \quad 0 \leq k_0 < M \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.3-1)$$

additiv überlagert, erhalten wir im rückgewonnen Sendesignalspektrum gemäß Gl. (3.4-2) einen additiven Störanteil $U_{\lambda I}(\mu)$ als

$$U_{\lambda I}(\mu) = \frac{\text{DFT}\{y_{\lambda I}(k)\}}{H_a(\mu)} \quad (5.3-2)$$

Hierbei gilt gemäß Gl. (3.4-2)

$$|Y_{\lambda I}(\mu)| = |\text{DFT}\{y_{\lambda I}(k)\}| = 1/M_1 \quad 0 \leq \mu \leq M-1. \quad (5.3-3)$$

Bei der Datenrückgewinnung ist der maximale Fehler von Real- oder Imaginärteil maßgebend. Wir nehmen an, daß die Bedingung (5.2-8) erfüllt ist und erhalten für den maximal auftretenden Betragsfehler $F_{\lambda \text{Imax}}$ die folgende Abschätzung

$$F_{\lambda \text{Imax}} \leq 1/M_1. \quad (5.3-4)$$

Wesentlich für den wirksamen Fehler ist somit der Skalierungsfaktor M_1 . Gemäß den Beziehungen (3.4-5) und (5.1-14) erhalten wir

$$1/M_1 = K/\sqrt{M} \quad (5.3-5)$$

und damit die neue Abschätzung

$$F_{\lambda \text{Imax}} < K/\sqrt{M}. \quad (5.3-6)$$

Der Faktor K ist ein von M unabhängiger Sicherheitsfaktor zur Verhinderung von Überläufen bei der Berechnung des Sendezeit-signales. Gleichung (5.3-6) zeigt, daß der Einfluß impulsförmiger Störungen mit wachsender Blocklänge M abnimmt.

Im allgemeinen werden keine rein impulsförmigen Störungen vorliegen, sondern viel mehr zeitlich begrenzte Störsignalabschnitte $y_{\lambda \text{zb}}(k)$ mit

$$\begin{aligned} y_{\lambda \text{zb}}(k) & \neq 0 && \text{für } 0 \leq k_0 \leq k \leq k_1 < M \\ & = 0 && \text{sonst.} \end{aligned} \quad (5.3-7)$$

Für Störungen dieser Art erhalten wir durch Überlagerung der bisherigen Ergebnisse die folgende Abschätzung für den wirksamen Fehler $F_{\lambda \text{zbmax}}$

$$F_{\lambda \text{zbmax}} < \frac{K \cdot \sum_{k=k_0}^{k_1} |y_{\lambda \text{zb}}(k)|}{\sqrt{M}}. \quad (5.3-8)$$

Wesentlich ist, daß auch für diese Störungen der Einfluß auf die wirksamen Fehler mit wachsendem M abnimmt.

Weiterhin ist anzumerken, daß der verbleibende Fehler durch nicht abgeklungene Einschwingvorgänge ebenfalls durch die Beziehung (5.3-7) beschrieben werden kann. Somit erhalten wir auch für diese, in Kapitel 4 ausführlich diskutierte Fehlerquelle, einen mit wachsender Blocklänge geringer werdenden Einfluß.

5.4 Fehlereinflüsse bei der Übertragung über Telefonkanäle

in Frequenzmultiplextechnik

5.4.1 Allgemeines

Die Verbindung der Fernsprechverkehrszentren erfolgt im allgemeinen über Trägerfrequenzstrecken. Verschiedene Telefonkanäle werden unter Verwendung der Frequenzmultiplextechnik zu Gruppen zusammengefaßt. Hierbei wird üblicherweise das Einseitenbandmodulationsverfahren angewandt. Eine ausführliche Darstellung des Verfahrens kann </5.7/> entnommen werden.

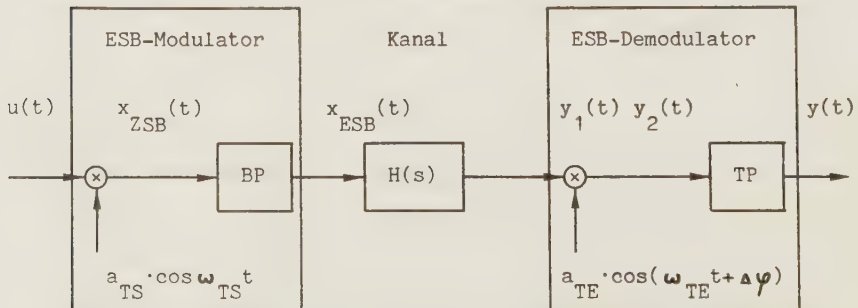


Bild 5-6 : Modell eines Telefonkanals bei Trägerfrequenzübertragung

Wir betrachten im weiteren das in Bild 5-6 gezeigte Modellsystem für den realen Telefonkanal. Im ESB-Modulator wird das bandbegrenzte Sendesignal $u(t)$ zunächst mit der Sendeträgerschwingung moduliert. Wir erhalten das Zweiseitenbandsignal $x_{ZSB}(t)$. Durch anschließende Bandpaßfilterung gewinnen wir das gesuchte Einseitenbandsignal $x_{ESB}(t)$, das über die analoge Leitung übertragen wird. Bei der Demodulation wird das empfangene Signal $y_1(t)$ mit dem Empfangsträger demoduliert, so daß das Sendesignal wiederum in der ursprünglichen Tiefpaßlage vorliegt. Anteile bei der doppelten Trägerfrequenz werden durch eine anschließende Tiefpaßfilterung unterdrückt. Eine exakte Rückgewinnung des Sendesignales $u(t)$ ist in dem gezeigten System dann möglich, wenn Frequenz und Phase des Sende- und Empfangsträgers übereinstimmen. Diese Bedingung ist im Telefonnetz nicht erfüllt, da die verschiedenen Knotenpunkte des Netzes asynchron zueinander arbeiten, was im Normalfall die Qualität einer Telefonverbindung nur unwesentlich beeinflusst. Bei der Datenübertragung mittels der Vieltonmodulation sind die Fehlereinflüsse von abweichenden Sende- und Empfangsträgerfrequenzen und Phase gesondert zu untersuchen. Wir gehen hierzu im folgenden von dem in Bild 5-6 gezeigten Modellsystem aus. Eine genaue Darstellung des Fehlerverhaltens bei nicht idealer Demodulation ist der Literatur zu entnehmen </5.7/>.

5.4.2 Abweichungen von Sende- und Empfangsträgerphase

Wir erhalten das Sendezeitsignal bei dem in Kapitel 3 vorgestellten Vieltonmodulationsverfahren durch Überlagerung von M Eintonsignalen unterschiedlicher Amplituden und Phasen, die in einem Frequenzraster mit konstantem Rasterabstand angeordnet sind. Wir untersuchen daher im folgenden den Einfluß des nicht-idealen Empfangsträgers bei Eintonmodulation. Durch Überlagerung läßt sich dann auf das gesamte Verhalten des Vieltonmodulationssystems schließen. Mit den hier zulässigen Voraussetzungen ist eine Betrachtung im eingeschwungenen Zustand möglich.

Für das komplexe Sendesignal $u(t)$ gelte

$$u(t) = a \cdot \exp[j(\omega t + \alpha)] \quad \text{mit } 0 < \omega < \omega_{TS}. \quad (5.4-1)$$

Wir erhalten das zugehörige ZSB-Signal im Sender nach der Modulation als

$$x_{ZSB}(t) = a_{TS} \cdot \cos \omega_{TS} t \cdot a \cdot \exp[j(\omega t + \alpha)]. \quad (5.4-2)$$

Hieraus erhält man das ESB-Signal durch ideale Bandpaßfilterung

$$x_{ESB}(t) = \frac{a_{TS} \cdot a}{2} \cdot \exp[j((\omega + \omega_{TS})t + \alpha)]. \quad (5.4-3)$$

Der Übertragungskanal sowie im System vorhandene reale Filter verursachen lineare Verzerrungen, die wir durch die Übertragungsfunktion $H_L(s)$ berücksichtigen. Wir erhalten

$$y_{ESB}(t) = \frac{a_{TS} \cdot a}{2} \cdot H_L[j(\omega + \omega_{TS})] \cdot \exp[j((\omega + \omega_{TS})t + \alpha)]. \quad (5.4-4)$$

Die Demodulation erfolge nun mit einem Empfangsträger, der um einen Winkel $\Delta\alpha$ gegenüber dem Sendeträger verschoben ist. Nach idealer Tiefpaßfilterung, die den Anteil bei der doppelten Trägerfrequenz unterdrückt, erhalten wir für das empfangene Signal

$$y(t) = H_L[j(\omega + \omega_{TS})] \cdot \frac{a_{TS} \cdot a_{TE}}{4} \cdot e^{-j\Delta\alpha} \cdot a \cdot e^{j(\omega t + \alpha)}. \quad (5.4-5)$$

Mit dem Übertragungsfaktor $H_U(\omega)$

$$H_U(\omega) = H_L[j(\omega + \omega_{TS})] \cdot \frac{a_{TS} \cdot a_{TE}}{4} \cdot e^{-j\Delta\alpha} \quad (5.4-6)$$

erhalten wir den linearen Zusammenhang

$$y(t) = H_U(\omega) \cdot u(t). \quad (5.4-7)$$

Der Übertragungsfaktor $H_U(\omega)$ beschreibt sämtliche, bei den getroffenen Annahmen im Übertragungssystem auftretenden Verzerrungen. Die Phasendifferenz zwischen Sende- und Empfangsträgerschwingung wirkt sich lediglich als zusätzliche Phasenverschiebung aus. Sie wird bei der im Abschnitt 3. beschriebenen Entzerrung mit berücksichtigt.

5.4.3 Abweichungen von Sende- und Empfangsträgerfrequenz

Mit der gleichen Vorgehensweise wie im Fall der Phasenabweichung betrachten wir nun den Fall unterschiedlicher Sende- und Empfangsträgerfrequenzen. Nach der Demodulation ergibt sich mit $u(t)$ gemäß Gl. (3.4-1)

$$y(t) = H_U(\omega) e^{j\Delta\omega T} \cdot u(t) \quad (5.4-8)$$

mit

$$\Delta\omega = \omega_{TE} - \omega_{TS} \quad (5.4-9)$$

Im Gegensatz zur reinen Phasenabweichung erhalten wir hier eine Verschiebung des Sendesignalspektrums, die auch als Frequenzverwerfung bezeichnet wird, für den bislang betrachteten Fall $\omega > 0$ um $\Delta\omega$ in die positive ω -Richtung. Für $\omega < 0$ ergibt sich nach entsprechenden Überlegungen eine Verschiebung in entgegengesetzter Richtung. Zur Erläuterung zeigt Bild 5-7 das Spektrum des verschobenen Empfangssignales $y_\lambda(k)$ der Länge M bei der gewählten Abtastfrequenz

$$f_A = \omega_A / 2\pi \quad (5.4-10)$$

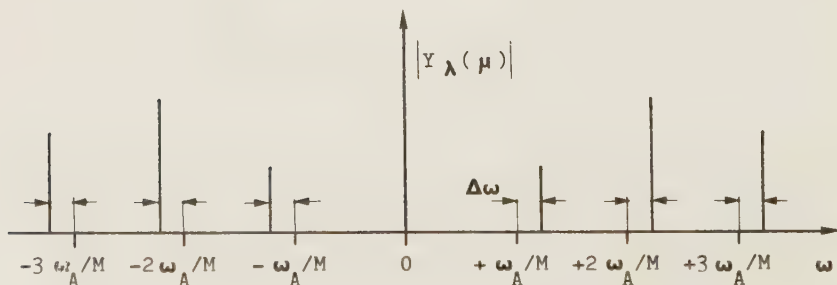


Bild 5-7 : Einfluß der Frequenzverwerfung auf das Spektrum des Empfangssignales

Wir betrachten im folgenden den Einfluß dieser Frequenzverwerfung auf das Fehlerverhalten bei einer Datenübertragung mit dem Vieltonübertragungsverfahren. Entsprechend zur Vorgehensweise in Kapitel 5.2 verwenden wir ohne Beschränkung das in Bild 5-3 gezeigte einkanalige Ersatzmodell für den Vieltondemodulator. Im hier betrachteten Fall entfällt das additive Störsignal $r(k)$. Vorab betrachten wir das im Vieltondemodulator verwendete System zur Mittelwertbildung mit der Übertragungsfunktion

$$H_M(z) = \sum_{k=0}^{M-1} z^{-k} \quad (5.4-11)$$

Wir erhalten für den Frequenzgang </5.8/>

$$H_M(\Omega) := H_M(e^{j\Omega}) = \exp(-j \cdot \frac{(M-1)\Omega}{2}) \cdot \frac{\sin(M\Omega/2)}{\sin(\Omega/2)} \quad (5.4-12)$$

Wesentlich ist der Frequenzgang des Mittelungsfilters an den Stellen $k \cdot 2\pi/M$, $k=0, \dots, M-1$. Wir erhalten

$$\begin{aligned} H_M(\mu \cdot 2\pi/M) &= M \quad \text{für } \mu=0 \\ &= 0 \quad \text{sonst.} \end{aligned} \quad (5.4-13)$$

Die komplexe Modulation mit $w_M^{\mu k}$ vor der Mittelung bewirkt eine Verschiebung des in Bild 5-7 gezeigten Signalspektrums. Im ungestörten Fall liegt die Linie $Y_\lambda(\mu)$ exakt bei $\Omega=0$, alle anderen exakt auf den Nullstellen des Mittelungsfilters. Es ist ersichtlich, daß die Frequenzverwerfung eine Verschiebung aller Linien um

$$\Delta\Omega = \Delta\omega \cdot \pi / \omega_A \quad (5.4-14)$$

gegenüber dem ungestörten Fall bewirkt. Die Verschiebungsrichtung ist abhängig von der Frequenz der betrachteten Linie sowie von der Modulationsfrequenz. Im Fall der Vieltonübertragung be-

wirkt diese Verschiebung somit ein Übersprechen von benachbarten Spektrallinien untereinander. Weiterhin wird die Spektrallinie in der Tiefpaßlage mit dem Faktor F

$$F = H_M(\Delta\Omega) / M \quad (5.4-15)$$

bewertet, der bei der Datenrückgewinnung gemäß Gl. (3.3-1), zusätzlich zum Übertragungsfaktor H_U gemäß Gl. (5.4-6) zu berücksichtigen ist.

Betrachtet man den Fall eines sehr geringen Versatzes von Sende- und Empfangsträger, könnte dieses Übersprechen unter Umständen vernachlässigt werden. Dennoch ist hierbei zu berücksichtigen, daß der in Gl. (5.4-6) angegebene Übertragungsfaktor $H_U(\omega)$ im allgemeinen vom Sendezeitpunkt abhängig ist, und damit zeitvariabel wird. Beziehen wir uns auf die in Bild 5-6 verwendeten Signalbezeichnungen, so erhalten wir bei der Sendung eines Signalabschnittes zum Zeitpunkt t_0 eine zu berücksichtigende Phasenverschiebung $\Delta\alpha_0$ zwischen Sende- und Empfangsträger von

$$\Delta\alpha_0 = \Delta\alpha + \Delta\omega \cdot t_0. \quad (5.4-16)$$

Eine Kompensation dieses Einflusses könnte z.B. durch eine adaptive Kanalentzerrung erreicht werden (vgl. Kapitel 3.5).

Im allgemeinen müssen wir nach CCITT mit Frequenzverwerfungen von einigen Hertz rechnen, so daß eine generelle Vernachlässigung der Fehlereinflüsse in jedem Fall ausscheidet. Es ist daher notwendig, auch im Fall der Vieltonübertragung eine Möglichkeit zur Trägerphasenregelung einzuführen. Die hierbei notwendig werdende Verschiebung im Frequenzbereich kann ähnlich zu der in </2.1/> dargestellten Möglichkeit erfolgen. Hier wird das reelle empfangene Signal mit Hilfe eines Hilbert-Transformators in ein komplexes Signal mit einseitigem Spektrum überführt, das bei einer anschließenden komplexen Modulation mit $e^{-j\Delta\Omega k}$ in die gewünschte Spektrallage verschoben wird. Eine eingehendere Untersuchung geht über den Rahmen dieser Arbeit hinaus.

6. Theoretische Betrachtung zur Berechnung und Kompensation des Einschwinganteiles

6.1 Vorbemerkungen

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde ein Verfahren zur Datenübertragung beschrieben, das bei einer Aufteilung der zur Verfügung stehenden Bandbreite des Übertragungskanals in viele schmale Einzelkanäle eine mit den Mitteln der digitalen Signalverarbeitung sehr einfache Rückgewinnung der Sendedaten gestattet. Mögliche Fehlereinflüsse und -quellen wurden diskutiert sowie mit einem flexiblen digitalen Signalprozessor MSP 78 meßtechnisch in Echtzeit an realen Kanalmodellen untersucht. Grundgedanke bei dem vorgestellten Blocklückenverfahren ist es, auftretende Ein- und Ausschwingvorgänge auf dem Übertragungskanal durch eine vorgegebene Wartezeit zu berücksichtigen. Ziel des folgenden Kapitels ist es, eine Möglichkeit aufzuzeigen, die Einschwinganteile aus den empfangenen Signalabschnitten zu berechnen und damit die Wartezeit weitestgehend zu reduzieren.

6.2 Beschreibung des Verfahrens

Allgemein gilt für ein kausales, zu Beginn energiefreies System mit einem Eingang und Ausgang $\langle /4.1 \rangle$:

$$\underline{y} = \underline{S} \cdot \underline{u}, \quad (6.2-1)$$

wobei $\underline{y} = (y(0), y(1), \dots, y(k), \dots)^T$ (6.2-2)

und $\underline{u} = (u(0), u(1), \dots, u(k), \dots)^T$ (6.2-3)

die einseitig unendlichen Vektoren der Ausgangs- und Eingangsfolge sind und

$$\underline{S} = \begin{bmatrix} h_o(0) & 0 & 0 & 0 & \dots \\ h_o(1) & h_o(0) & 0 & 0 & \dots \\ h_o(2) & h_o(1) & h_o(0) & 0 & \dots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \dots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \dots \end{bmatrix} \quad (6.2-4)$$

die das System beschreibende Faltungsmatrix ist, deren Elemente die als bekannt vorausgesetzten Werte der Impulsantwort sind. Wir machen nun die folgenden Annahmen:

- a) $u(k)$ bestehe aus L identischen Abschnitten $u_{\lambda 0}(k)$ der Länge M gemäß Gl. (3.1-1), d.h. $u(k)$ sei ein bei $k=0$ beginnender Ausschnitt aus einer periodischen Folge mit einer Periode M , wobei L Perioden erfaßt werden. Es sei zunächst $L \geq 2$. Damit wird

$$\underline{u} = \begin{bmatrix} \underline{u}_{\lambda} \\ \underline{u}_{\lambda} \\ \cdot \\ \cdot \\ \underline{u}_{\lambda} \end{bmatrix} \quad (6.2-5)$$

mit

$$\underline{u}_{\lambda} = (u_{\lambda 0}(0), u_{\lambda 0}(1), \dots, u_{\lambda 0}(M-1))^T. \quad (6.2-6)$$

- b) Die Systemimpulsantwort $h_o(k)$ sei zeitlich begrenzt. Ihre Länge sei $n+1 \leq M$. Diese Annahme bedeutet, daß der Übertragungskanal nichtrekursiv vom Grad n ist, bzw. daß er mit genügender Genauigkeit durch ein nichtrekursives System näherungsweise dargestellt werden kann. In Kapitel 4 wurde gezeigt, daß in realen Übertragungskanälen auftretende Einschwingvorgänge nach einigen msec mit einer für den Fall der

Vieltonübertragung hinreichenden Genauigkeit abgeklungen sind. Damit ist die Zulässigkeit der getroffenen Annahme für unsere Anwendung nachgewiesen.

Unter diesen Voraussetzungen können wir Gl. (6.2-1) z.B. für $L=3$ und $n=M-1$ in der folgenden Form schreiben

$$\begin{pmatrix} y_{01} \\ y_{02} \\ y_{03} \\ y_{04} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{S}_0 & 0 & 0 \\ \underline{S}_1 & \underline{S}_0 & 0 \\ 0 & \underline{S}_1 & \underline{S}_0 \\ 0 & 0 & \underline{S}_1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_0 \\ u_0 \\ u_0 \end{pmatrix} \quad (6.2-7)$$

Hier sind $\underline{S}_0$ und $\underline{S}_1$ $M \times M$ Matrizen der Form

$$\underline{S}_0 = \begin{pmatrix} h_0(0) & 0 & \dots & 0 \\ h_0(1) & h_0(0) & & . \\ . & . & & . \\ . & . & . & . \\ h_0(n-1) & h_0(n-2) & & . \\ h_0(n) & h_0(n-1) & \dots & h_0(0) \end{pmatrix} \quad (6.2-8)$$

$$\underline{S}_1 = \begin{pmatrix} 0 & h_0(n) & h_0(n-1) & \dots & h_0(1) \\ 0 & 0 & h_0(n) & \dots & h_0(2) \\ 0 & 0 & 0 & . & . \\ . & . & . & . & . \\ . & . & . & h_0(n) & . \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} \quad (6.2-9)$$

Bei periodischer Erregung eines Systems gilt allgemein für die Ausgangsfolge (vgl. Abschnitt 4.1)

$$y(k) = y_{\text{ein}}(k) + y_{\text{err}}(k). \quad (6.2-10)$$

Hier ist $y_{err}(k)$ der periodische Erregeranteil, der ebenso wie $u(k)$ die Periode M hat. Der Einschwinganteil $y_{ein}(k)$ hat unter den hier getroffenen Voraussetzungen die Dauer $n=M-1$. Ist

$$\underline{y}_{\lambda err} = (y_{\lambda err}(0), y_{\lambda err}(1), \dots, y_{\lambda err}(M-1))^T \quad (6.2-11)$$

der Vektor, der eine Periode des Erregeranteiles beschreibt und

$$\underline{y}_{\lambda ein} = (y_{\lambda ein}(0), y_{\lambda ein}(1), \dots, y_{\lambda ein}(M-1))^T \quad (6.2-12)$$

der entsprechende Vektor zur Beschreibung des Einschwinganteiles, so gilt für das Systemausgangssignal bei dem mit Gleichung (6.2-7) gegebenen Beispiel

$$\underline{y}_{01} = \underline{y}_{0ein} + \underline{y}_{0err} = \underline{S}_0 \underline{u}_0 \quad (6.2-13a)$$

$$\underline{y}_{02} = \underline{y}_{0err} = (\underline{S}_1, \underline{S}_0) \cdot \begin{bmatrix} \underline{u}_0 \\ \underline{u}_0 \end{bmatrix} = \quad (6.2-13b)$$

$$= (\underline{S}_1 + \underline{S}_0) \underline{u}_0 \quad := \underline{H} \cdot \underline{u}_0 \quad (6.2-13c)$$

$$\underline{y}_{03} = (\underline{S}_1 + \underline{S}_0) \underline{u}_0 = \underline{H} \cdot \underline{u}_0 \quad (6.2-13d)$$

$$\underline{y}_{04} = \underline{S}_1 \cdot \underline{u}_0 \quad (6.2-13e)$$

Für die mit Gl. (6.2-13c) eingeführten Matrix $\underline{H}$ gilt

$$\underline{H} = \underline{S}_1 + \underline{S}_0 = \begin{bmatrix} h_0(0) & h_0(n) & \dots & h_0(1) \\ h_0(1) & h_0(0) & \dots & h_0(2) \\ h_0(2) & h_0(1) & \dots & h_0(3) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_0(n) & h_0(n-1) & \dots & h_0(0) \end{bmatrix} \quad (6.2-14)$$

Offenbar ist $\underline{H}$ eine zyklische Matrix. Weiterhin stellen wir fest, daß y_{o4} den Anteil in der Ausgangsfolge beschreibt, der auftritt, nachdem die Eingangsfolge beendet ist. Es handelt sich um den Ausschwinganteil. Aus den Gleichungen (6.2-13a), (6.2-13c), (6.2-13e) ergibt sich

$$y_{o4} = y_{oaus} = ((\underline{S}_0 + \underline{S}_1) - \underline{S}_0) u_0 = y_{oerr} - (y_{oein} + y_{oerr}) = -y_{oein} \quad (6.2-15)$$

Bei der Datenübertragung mit dem Blocklückenverfahren wurden die auftretenden Einschwingvorgänge abgewartet. Dann ergibt sich der einfachste Fall der Datenrückgewinnung gemäß Gleichung (3.3-1). Mit dem Ziel, die Daten möglichst schnell zu übertragen, werden wir bemüht sein, in jedem Segment der Länge M einen neuen Satz von Daten zu übertragen. Damit erreichen wir dann die maximal mögliche Datenrate gemäß Gl. (3.2-6). Wir würden also mit $L=1$ arbeiten. Jedes Segment ruft einen Einschwinganteil hervor sowie einen Ausschwinganteil, der die Ausgangsfolge für das nächste Segment mit bestimmt. Für den empfangenen Signalvektor y_λ ergibt sich daher mit Gl. (6.2-15)

$$\begin{aligned} y_\lambda &= y_{\lambda ein} + y_{\lambda err} + y_{(\lambda-1)aus} = \\ &= y_{\lambda ein} + y_{\lambda err} - y_{(\lambda-1)ein} \end{aligned} \quad (6.2-16)$$

Für die Bestimmung des interessierenden Vektors u_λ interessiert nur $y_{\lambda err}$. Hiermit ist dann eine Datenrückgewinnung gemäß den Gleichungen (3.3-1) und (3.3-2) in einfacher Weise möglich. Die Abtrennung der störenden Ein- und Ausschwinganteile kann in folgender Weise geschehen:

1. Zu Beginn wird eine vorher vereinbarte Präambel u_0 mit $L \geq 2$ gesendet. Nach Gl. (6.2-13b) wird dann $\underline{H}$ wie folgt bestimmt: Man ermittelt zunächst die Werte des Frequenzganges des Kanals.

Es ist mit Gl. (2.2-5)

$$H(\mu) = \frac{Y_{oerr}(\mu)}{U_o(\mu)} \quad (6.2-17)$$

mit $Y_{oerr}(\mu) = \text{DFT}\{y_{o2}\}$, $U_o(\mu) = \text{DFT}\{u_o\}$. Für die Werte der Impulsantwort gilt dann

$$h_o(k) = \text{IDFT}\{H(\mu)\} \quad (6.2-18)$$

Damit sind die Matrizen $\underline{H}$, $\underline{S}_o$ und $\underline{S}_1$ zu bilden.

2. Da $y_{o2} = y_{oerr}$ bekannt ist, kann jetzt aus Gl. (6.2-13a) y_{oein} errechnet werden:

$$y_{oein} = y_{o1} - y_{oerr} = -\underline{S}_1 \cdot u_o \quad (6.2-19)$$

3. Nunmehr wird die Folge der Datenvektoren $\underline{u}$, $\lambda = 1, 2, \dots$ bei $L=1$ gesendet. Aus dem vorangegangenen Datenabschnitt können wir gemäß Gl. (6.2-15) und (6.2-19) den im aktuellen Datenblock zu berücksichtigenden Ausschwinganteil errechnen und diesen in einem ersten Schritt vom empfangenen Signalvektor y_λ abziehen. Mit Gleichung (6.2-13a) erhält man dann aus Gl. (6.2-16)

$$y_\lambda - y_{(\lambda-1)aus} = y_\lambda + y_{(\lambda-1)ein} = \underline{S}_o \tilde{u}_\lambda \quad (6.2-20)$$

und damit

$$\begin{aligned} \tilde{u}_\lambda &= \underline{S}_o^{-1} (y_\lambda + y_{(\lambda-1)ein}) = \\ &= \underline{S}_o^{-1} (y_\lambda - \underline{S}_1 u_{(\lambda-1)}) \end{aligned} \quad (6.2-21)$$

Hier ist $\tilde{\underline{u}}_{\lambda}$ der nach der Entzerrung auf Grund von unvermeidbaren Kanalstörungen und Rechenungenauigkeiten noch fehlerbehaftete Vektor der Eingangswerte des λ -ten Signalabschnittes.

4. Zur Korrektur des noch fehlerhaften Vektors $\tilde{\underline{u}}_{\lambda}$ sowie zur Rückgewinnung der eigentlich gesendeten Daten bilden wir

$$\text{DFT}\{\tilde{\underline{u}}_{\lambda}(k)\} = \tilde{\underline{U}}_{\lambda}(\mu) \quad (6.2-22)$$

und daraus nach der Entscheidung für die wegen der Quantisierung möglichen Signalpunkte die Ergebniswerte $U_{\lambda}(\mu)$.

5. Mit

$$\text{IDFT}\{U_{\lambda}(\mu)\} = \underline{u}_{\lambda}(k) \quad (6.2-23)$$

gewinnt man dann die Elemente des korrigierten Vektors $\underline{u}_{\lambda}$, der dann in Gleichung (6.2-21) nach Übergang von λ auf $\lambda+1$ zur Berücksichtigung des Einschwingverhaltens für den nächsten Abschnitt einzusetzen ist.

Mit dem angegebenen Verfahren ist es möglich, die bei der blockweisen Erregung auftretenden Einschwinganteile aus dem empfangenen Signalabschnitt zu berechnen und damit zu kompensieren. Damit können wir die erreichbaren Übertragungsraten weiter erhöhen, da die bislang einzuhaltenden Wartezeiten zur Berücksichtigung der Einschwingvorgänge entfallen. Der erhebliche Mehraufwand bei den arithmetischen Operationen kann mit dem Einsatz der FFT zur Ausführung der auftretenden Matrixmultiplikationen reduziert werden. Der folgende Abschnitt gibt eine kurze Darstellung der Möglichkeiten.

6.3 Anwendung der diskreten Fouriertransformation zur

Matrixmultiplikation

6.3.1 Multiplikation zyklischer Matrizen mit Spaltenvektoren

Bei dem in Abschnitt 6.2 beschriebenen Entzerrungsverfahren ist die Multiplikation von Dreiecksmatrizen in Töplitzgestalt mit Spaltenvektoren eine häufig vorkommende, rechenintensive Operation. Grundlage für einen schnellen Algorithmus zur Ausführung dieser Operationen ist ein Verfahren zur Multiplikation von zyklischen Matrizen mit Spaltenvektoren.

Nach Gl. (6.2-13c) ist z.B. zu bilden

$$\underline{y}_{o2} = \underline{H} \cdot \underline{u}_o$$

wobei

$$\underline{H} = \begin{bmatrix} h_o(0) & h_o(M-1) & \dots & h_o(1) \\ h_o(1) & h_o(0) & \dots & h_o(2) \\ . & . & . & . \\ . & . & . & . \\ h_o(M-1) & h_o(M-2) & . & h_o(0) \end{bmatrix} \quad (6.3-1)$$

eine Matrix zyklischer Bauart ist. Die durchzuführende Operationen entspricht der zyklischen Faltung der Folgen $u_o(k)$ und $h_o(k)$. Mit

$$Y_{oerr}(\mu) = \text{DFT}\{y_{o2}(k)\} \quad , \quad 0 \leq k \leq M-1 \quad (6.3-2)$$

$$U_o(\mu) = \text{DFT}\{u_o(k)\} \quad , \quad 0 \leq k \leq M-1 \quad (6.3-3)$$

und

$$H(\mu) = \text{DFT}\{h_o(k)\} \quad , \quad 0 \leq k \leq M-1 \quad (6.3-4)$$

$$Y_{oerr}(\mu) = H(\mu) \cdot U_o(\mu) \quad (6.3-5a)$$

und damit

$$y_{o2}(k) = \text{IDFT}\{H(\mu) U_o(\mu)\} \quad (6.3-5b)$$

Insgesamt ist bei diesem Vorgehen 3-mal die FFT bzw. ihre Inverse sowie die Multiplikation im Spektralbereich zu berechnen. Tabelle 6-1 zeigt, daß hierbei speziell bei Matrizen großer Dimension $M=2^m$ eine wesentliche Einsparung arithmetischer Operationen gegenüber einer direkten Matrixmultiplikation gemäß Gl.(6.2-13c) erreicht werden kann. Bei der Bestimmung der Anzahl notwendiger Rechenoperationen liegen die in Tabelle 6-2 zusammengefaßten Aufwandsangaben für eine Radix-2-FFT zu Grunde. Bei der Angabe der Anzahl notwendiger Multiplikationen ist nicht berücksichtigt, daß ein Teil der komplexen Multiplikationen sogenannte triviale Multiplikationen mit +1 oder j sind. Aus programmtechnischen Gründen werden diese häufig nicht gesondert behandelt. Bei der Verarbeitung rein reeller Eingangsfolgen sind weitere Aufwandseinsparungen möglich, die ebenfalls in Tabelle 6-2 dargestellt sind </4.2/>. Hier erhält man im wesentlichen eine Halbierung des Aufwandes gegenüber der Transformation einer komplexwertigen Folge. Neben den verschiedenen Realisierungen der Radix-2-FFT sind weitere Algorithmen zur schnellen Ausführung der diskreten Fouriertransformation bekannt, die zu einem ähnlichen numerischen Aufwand führen </6.1/, /6.2/>.

	Matrix- dimension	Anzahl reeller Multiplikationen	Anzahl reeller Additionen
direkte Methode	$M=2^m$	M^2	$M(M-1)$
	$M=128$	16384	16256
Verwendung der Radix-2-FFT	$M=2^m$	$M(3 \lg M + 5)$	$M(4.5 \lg M + 8.5)$
	$M=128$	3328	5120

Tabelle 6-1: Aufwandsvergleich bei der Multiplikation
zyklischer Matrizen mit Vektoren

	Anzahl komplexer		Anzahl reeller	
	Multiplika- tionen	Addi- tionen	Multiplika- tionen	Addi- tionen
komplexe Folge $z(k)$ Länge M	$0.5M \log M$	$M \log M$	$2M \log M$	$3M \log M$
reelle Folge $z(k)$ Länge M	$0.25M(\log M + 1)$	$0.5M(\log M + 2)$	$M(\log M + 1)$	$M(1.5 \log M + 2.5)$

Tabelle 6-2: Aufwand bei der numerischen Ausführung der DFT mit FFT-Algorithmen bei Radix $r=2$

6.3.2 Multiplikation von Dreiecksmatrizen in Töplitzgestalt

mit Spaltenvektoren

Bei der Ausführung des in Abschnitt 6.2 beschriebenen Entzerrungsverfahrens sind im wesentlichen Matrixprodukte der folgenden Form zu berechnen:

$$\underline{u}_\lambda = \underline{S}_0^{-1} \cdot \underline{y}_\lambda \quad (6.3-6)$$

Die Matrix $\underline{S}_0$ besitzt untere Dreiecksgestalt und stellt die dem Kanal zugehörige Faltungsmatrix dar. Die Inverse $\underline{S}_0^{-1}$ besitzt wiederum das Aussehen einer Faltungsmatrix

$$\underline{S}_0^{-1} = \begin{pmatrix} g(0) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ g(1) & g(0) & 0 & \dots & 0 \\ g(2) & g(1) & g(0) & \dots & . \\ . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . \\ g(M-1) & g(M-2) & g(M-3) & \dots & g(0) \end{pmatrix} \quad (6.3-7)$$

Hierbei sind $g(k)$, $0 \leq k \leq M-1$ die ersten M Werte der Impulsantwort des zum Kanal inversen Filters mit der Übertragungsfunktion

$$G(z) = \frac{1}{H(z)} \quad (6.3-8)$$

Die Anwendung der Algorithmen der DFT zur Behandlung von Matrixgleichungen gemäß Gl.(6.3-6) erfordert eine zyklische Gestalt der quadratischen Matrix. Wir erreichen dies hier durch eine Erweiterung der Matrix $\underline{S}_0^{-1}$ und eine Ergänzung des Vektors $\underline{y}_\lambda$ um M Nullelemente </4.1/ S.205>. Somit erhalten wir

$$\begin{pmatrix} u_\lambda(0) \\ u_\lambda(1) \\ . \\ . \\ u_\lambda(M-1) \\ v_\lambda(M) \\ v_\lambda(M+1) \\ . \\ . \\ v_\lambda(2M-1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g(0) & 0 & \dots & g(1) \\ g(1) & g(0) & \dots & g(2) \\ . & . & . & . \\ . & . & . & . \\ g(M-1) & g(M-2) & \dots & 0 \\ 0 & g(M-1) & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ . & . & . & . \\ . & . & . & . \\ 0 & 0 & \dots & g(0) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} y_\lambda(0) \\ y_\lambda(1) \\ . \\ . \\ y_\lambda(M-1) \\ 0 \\ 0 \\ . \\ . \\ 0 \end{pmatrix} \quad (6.3-9)$$

Die mit Gl.(6.3-9) gegebene Beziehung kann nun wiederum mit der

DFT im Frequenzbereich behandelt werden. Hierzu definieren wir die folgenden Hilfsgrößen im Frequenzbereich

$$G_1(\mu) = \text{DFT} \{ g_1(k) \} \quad (6.3-10a)$$

$$\begin{aligned} &= g(k) \quad \text{für } 0 \leq k \leq M-1 \\ \text{mit } g_1(k) &= 0 \quad \text{für } M \leq k \leq 2M-1 \end{aligned} \quad (6.3-10b)$$

$$Y_1(\mu) = \text{DFT} \{ y_1(k) \} \quad (6.3-11a)$$

$$\begin{aligned} &= y_\lambda(k) \quad \text{für } 0 \leq k \leq M-1 \\ \text{mit } y_1(k) &= 0 \quad \text{für } M \leq k \leq 2M-1 \end{aligned} \quad (6.3-11b)$$

$$U_1(\mu) = \text{DFT} \{ u_1(k) \} \quad (6.3-12a)$$

$$\begin{aligned} &= u_\lambda(k) \quad \text{für } 0 \leq k \leq M-1 \\ \text{mit } u_1(k) &= v(k) \quad \text{für } M \leq k \leq 2M-1 \end{aligned} \quad (6.3-12b)$$

Damit erhalten wir

$$U_1(\mu) = G_1(\mu) \cdot Y_1(\mu). \quad (6.3-13)$$

Die gesuchten Werte $u_\lambda(k)$, $0 \leq k \leq M-1$ sind die ersten M Werte der inversen DFT zu $U_1(\mu)$. Wesentlicher Nachteil der vorgestellten Methode ist die durch die zyklische Ergänzung der Matrix $\underline{S}_0^{-1}$ bedingte DFT-Länge von $2M$. Entsprechend zu den Überlegungen aus Abschnitt 6.3.1 ist auch hier 3-mal die FFT sowie die Multiplikation der Spektren im Frequenzbereich auszuführen.

Tabelle 6-3 zeigt, daß hier wesentliche Aufwandseinsparungen erst bei Blocklängen $M > 128$ erreicht werden können. Berücksichtigt man, daß die Transformation der Folge $g_1(k)$ in der Regel nicht bei jeder Matrixmultiplikation auszuführen ist, ergeben sich grössere Einsparungen.

	Matrix- dimension	Anzahl reeller Multiplikationen	Anzahl reeller Additionen
direkte Methode	$M=2^m$	$0.5M(M+1)$	$0.5M(M-1)$
	$M=128$	8256	8128
Verwendung der Radix-2-FFT	$M=2^m$	$2M(31dM+8)$	$M(91dM+26)$
	$M=128$	7424	11392

Tabelle 6-3: Aufwandsvergleich bei der Multiplikation von Dreiecksmatrizen in Töplitzgestalt mit Vektoren

Zur Lösung der Gleichung (6.2-19), wobei es sich bei S_1 um eine obere Dreiecksmatrix mit Töplitzgestalt handelt, ist analog zu dem vorgestellten Verfahren vorzugehen.

7. Anhang

7.1 Zusammenstellung der verwendeten Kanalmodelle

7.1.1 Allgemeine Vorbemerkungen

In den verschiedenen Messungen wurden zwei unterschiedliche Systeme zur Nachbildung realer Übertragungskanäle verwendet. Es handelte sich zum einen um einen Cauer Tiefpaß sowie um die Telefonleitungsnachbildung TLN-1 der Firma Wandel und Goltermann, bei unterschiedlich eingestellten Leitungsspezifikationen. Ziel der folgenden Abschnitte ist eine Zusammenstellung der Meßergebnisse, die das Zeit- wie Frequenzverhalten für typische verwendete Kanalmodelle beschreiben.

Die Kanalimpulsantworten wurden bei einer Erregungsimpulsbreite von $50 \mu\text{sec}$ und einer Abtastfrequenz von 20kHz gemessen, was für die vorliegenden Systeme mit Sperrverhalten oberhalb von 5 kHz sinnvoll ist.

Die angegebenen Frequenzgänge wurden mit dem Mikroprozessorsystem MSP 78 </7.1/-/7.3/, siehe auch Abschnitt 7.2> mit einem speziellen Programm zur Frequenzgangmessung ermittelt.
</7.4/ - /7.6/>.

Das Verhalten der Kanalmodelle im Frequenzbereich wird jeweils durch die Angabe vom Betragsfrequenzgang, der Dämpfung sowie der Gruppenlaufzeit beschrieben.

Das Zeitverhalten beschreibt die Impulsantwort.

7.1.2 Cauer Tiefpaß

Für den Cauer Tiefpaß siebten Grades mit dem in Bild 7-1 spezifizierten Toleranzschema ergaben sich die nachfolgend aufgeführten Meßergebnisse.

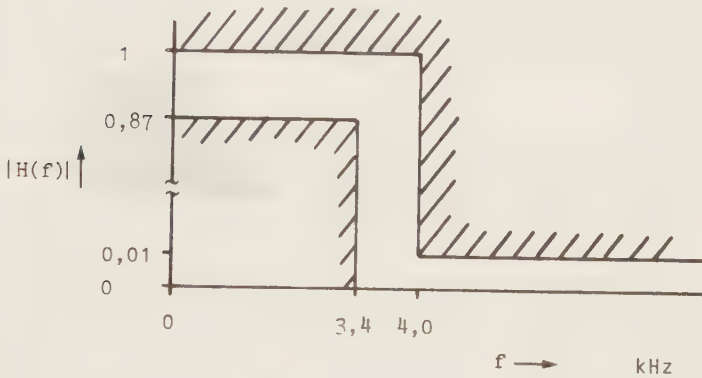


Bild 7-1 : Toleranzschema für das Cauer Tiefpaßfilter

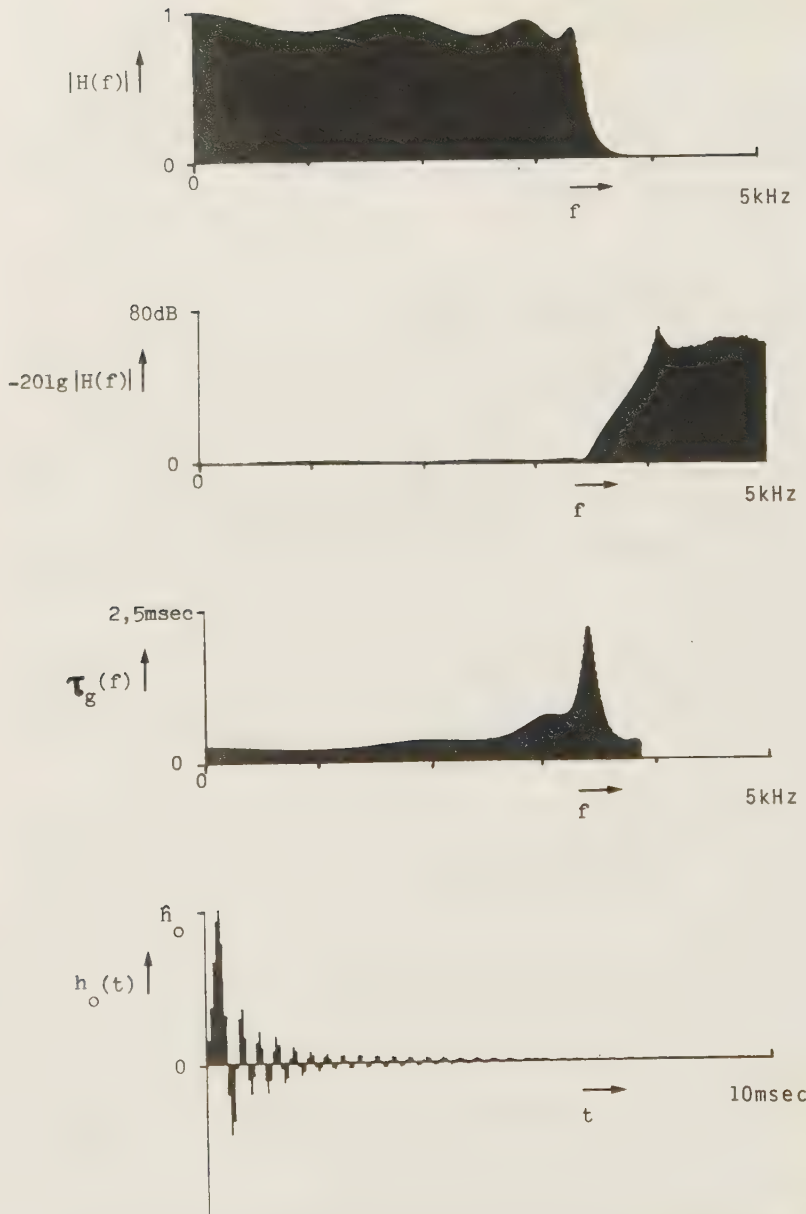


Bild 7-2 : Meßtechnische Beschreibung des Cauer Tiefpaßfilters

7.1.3 Leitungsnachbildung TLN-1

Die Leitungsnachbildung TLN-1 gestattet die Simulation verschiedener typischer realer Telefonleitungssituationen. Hierbei sind Parameter wie z.B. die Anzahl der TF-Strecken, Gruppenlaufzeitverzerrungen durch Pulinleitungsabschnitte sowie Dämpfungsverzerrungen mit Parametern zwischen eins und sechs frei veränderbar. Die folgenden Bilder zeigen die Meßergebnisse für drei Beispiele.

Tabelle 7-1 erläutert die im Rahmen der Arbeit verwendeten Symbole für die verschiedenen getroffenen Einstellungen.

Nummer des Beispiels	Symbol	Anzahl der TF-Strecken	Gruppenlaufzeitverzerrung	Dämpfungsverzerrung
1	TLN100	1	0	0
2	TLN400	4	0	0
3	TLN222	2	2	2

Tabelle 7-1 : Beispiele für TLN-1 Einstellungen

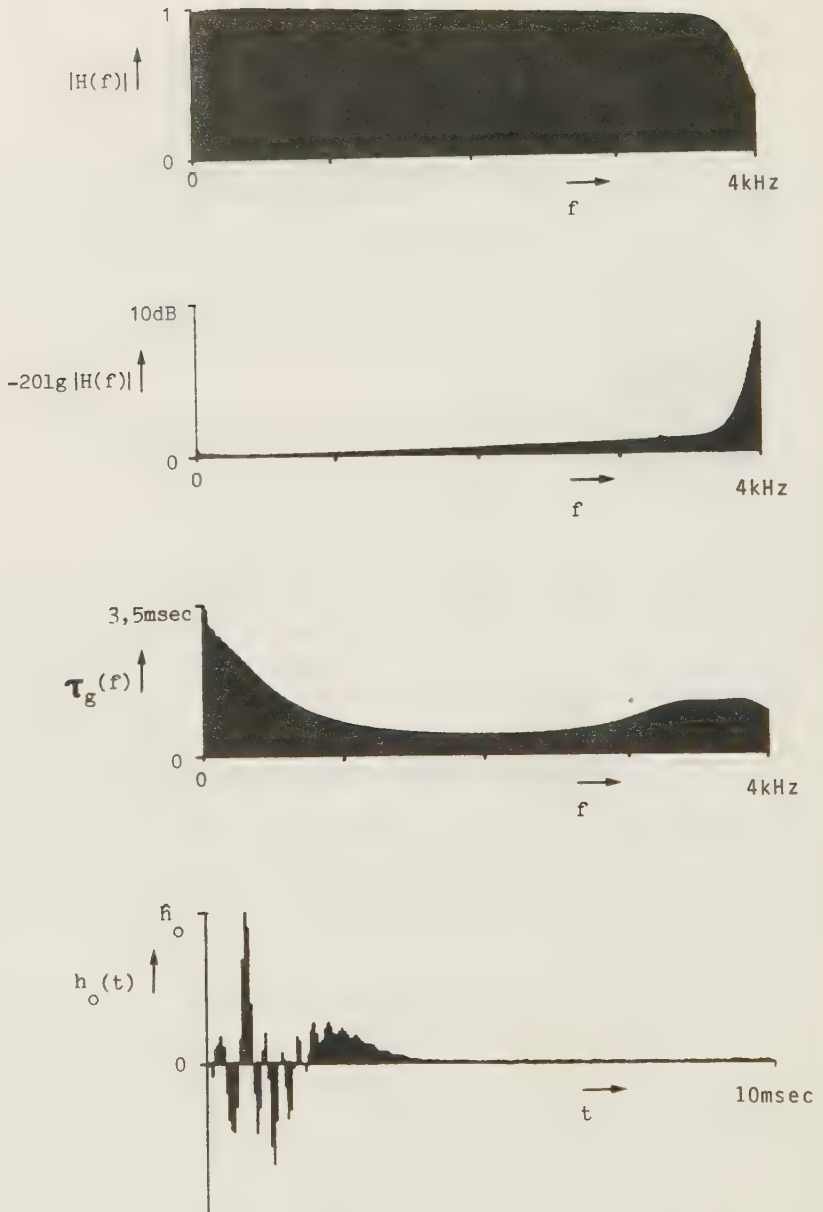


Bild 7-3 : Meßtechnische Beschreibung des Beispiels TLN100

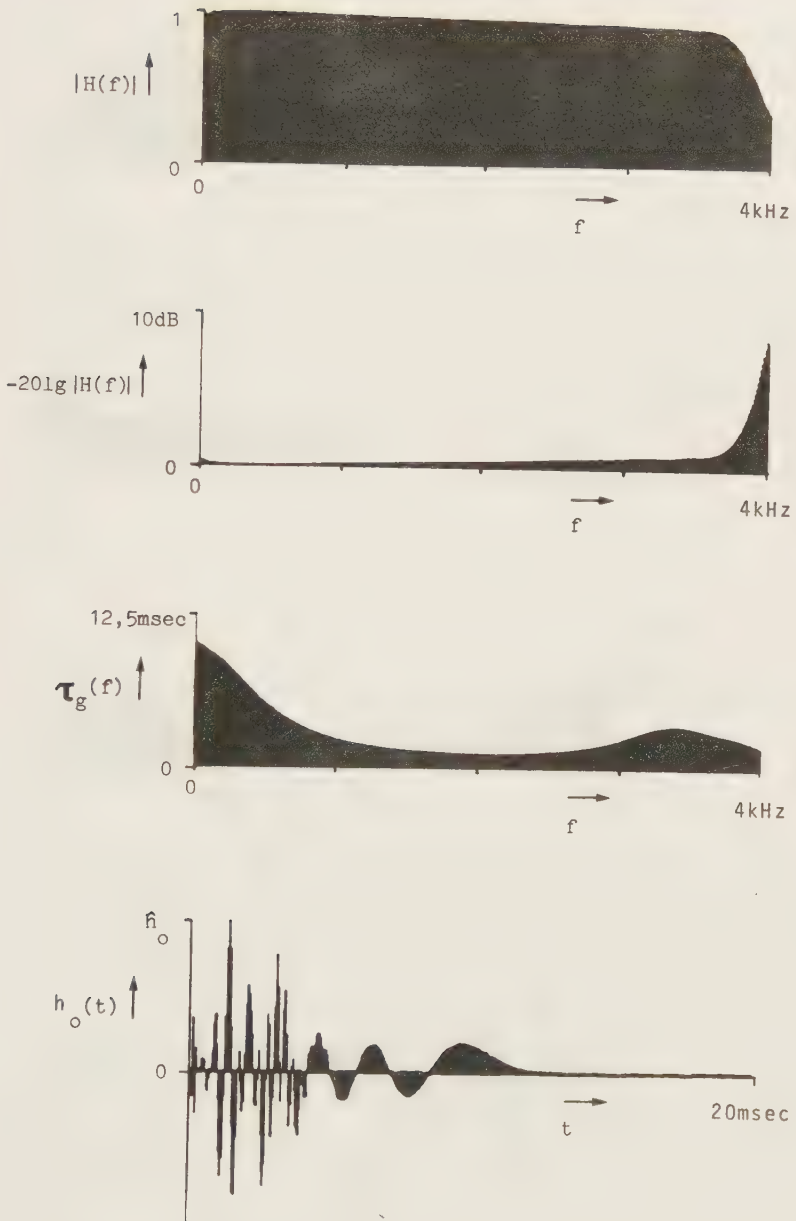


Bild 7-4 : Meßtechnische Beschreibung des Beispiels TLN400

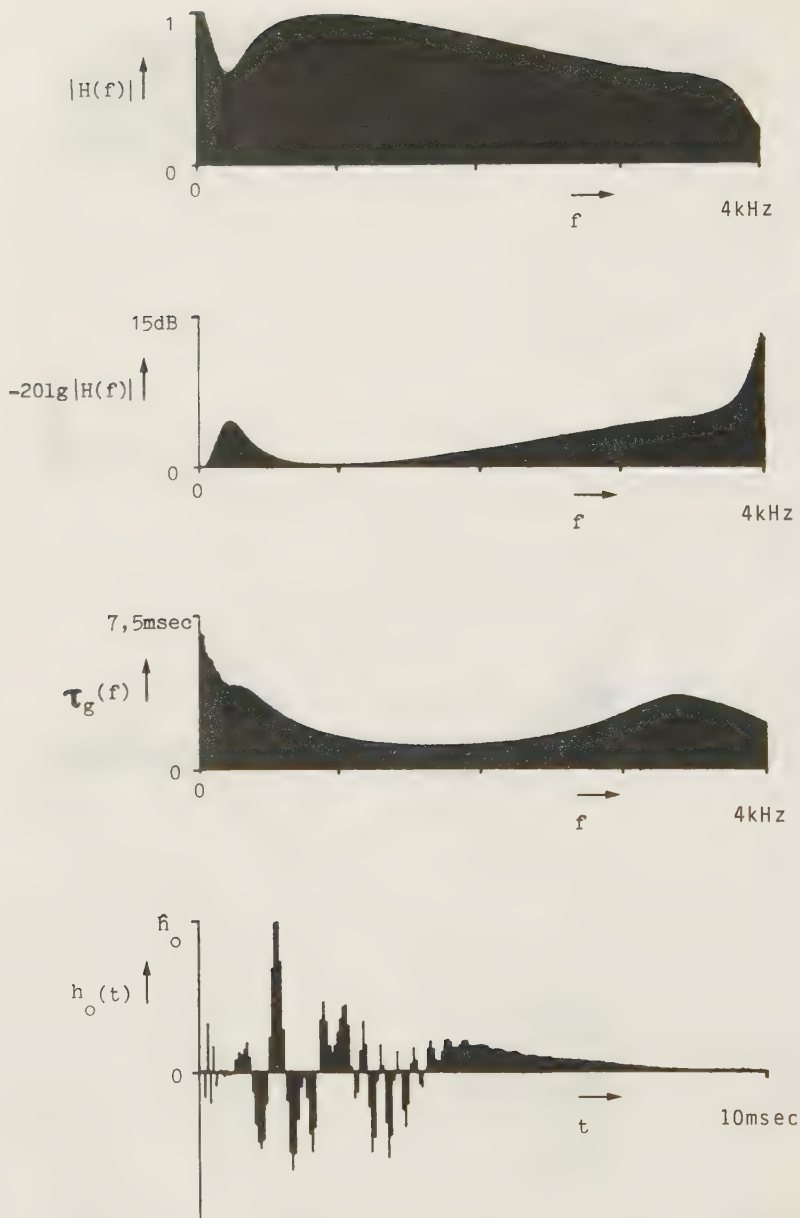


Bild 7-5 : Meßtechnische Beschreibung des Beispiels TLN222

7.2 Mikrosignalprozessor MSP 78

7.2.1 Vorbemerkungen

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden verschiedene Messungen an Telefonkanalnachbildungen durchgeführt. Die hierbei anfallenden, zum Teil komplexen und umfangreichen Meßaufgaben konnten mit dem universellen Mikrorechnersystem MSP 78 behandelt werden. Im folgenden wird eine kurze Beschreibung dieses Systems gegeben. Eine ausführliche Darstellung ist in </7.1/> gegeben.

7.2.2 Architektur

Bild 7-6 zeigt die Architektur des Mikrosignalprozessors MSP 78.

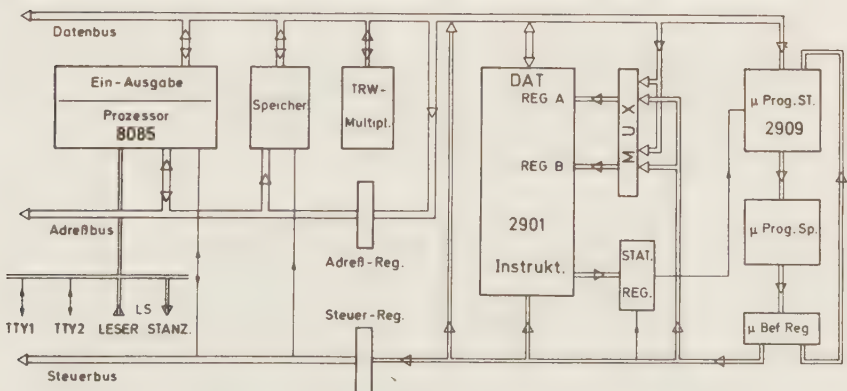


Bild 7-6 : Architektur des Mikrosignalprozessors MSP 78

Zentraler Baustein ist eine 16 bit RALU (Register Arithmetic Logical Unit), die aus vier kaskadierten Bit-Slice Elementen 2901 besteht. Die gewählte Wortlänge von 16 bit führt bei Festkommaarithmetik zu einem guten Kompromiß zwischen den Wünschen nach hohem Signal-Störabstand und geringem Aufwand.

Die Steuerung des Zentralprozessors erfolgt über ein 44 bit breites Mikrobefehlswort, bei einer Mikroprogrammspeichergröße von 1k.44bit. Der Programmablauf wird über drei kaskadierte Sequencer-Bausteine 2909 gesteuert. Die erreichte Systemzykluszeit beträgt 200 nsec.

Der gemeinsame Programm- und Datenspeicher mit einem Umfang von 30 k Worten ist unterteilt in:

- 4 k schneller Schottky-Speicher
- 16 k dynamischer MOS-Speicher
- 10 k EPROM-Speicher.

Der Schottky-Speicher dient als Arbeitsspeicher in zeitkritischen Programmen. Die MOS-Speicher sind als Programm- und Pufferspeicher in zeitunkritischen Anwendungen vorgesehen.

Erfahrungen bei der Anwendung des MSP 78 in Signalverarbeitungsaufgaben haben gezeigt, daß bei mikroprogrammierten Bit-Slice-Prozessoren ohne externem Multiplizierer der Anteil der Multiplikationszeit an der gesamten Programmausführungszeit bis zu 75% betragen kann </7.7/>. Zur Reduzierung dieses Anteiles und damit zur Erhöhung der Verarbeitungsleistung wurde die ALU des Prozessors mit einem Multiplizierer TRW MPY 16-AJ erweitert.

Um den Zentralprozessor zusätzlich von notwendigen Ein- Ausgabe-prozeduren zur Bedienung und Steuerung zu entlasten, wurde für diese Aufgabe ein flexibler Ein- Ausgabeprozessor auf der Basis des 8085 entwickelt. Er besitzt derzeit zwei serielle Schnittstellen zum Anschluß von Datensichtgeräten oder Massenspeichern sowie zwei parallele Schnittstellen zum Anschluß von Lochstreifenleser und -stanzer. Der Datenaustausch zwischen Zentralprozessor und E/A-Prozessor erfolgt unter der Kontrolle des Zen-

tralprozessors in Blöcken zu maximal 256 bytes per DMA (Direct Memory Access).

Der Aufwand für das Gesamtsystem umfaßt 244 ICs mit einer Leistungsaufnahme von etwa 70W.

7.2.3 Befehlssatz

Bild 7-7 zeigt das sehr einfache Basisbefehlsformat des MSP 78.

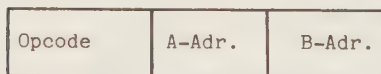


Bild 7-7 : Basisbefehlsformat

Der 8 bit breite Opcode dient direkt als Einsprungsadresse in das zugehörige Mikroprogramm. A und B sind jeweils zwei vier bit breite Registeradressen. Mehrwortbefehle, bei denen nachfolgende Worte Daten oder Adressen enthalten, sind ohne Einschränkungen möglich.

Für den Prozessor MSP 78 wurde ein Basisbefehlssatz mit insgesamt 67 Befehlen implementiert. Dieser Basisbefehlssatz ist dem Befehlsvorrat üblicher Minirechner vergleichbar.

Zusätzlich wurden Mikroprogramme realisiert, die häufig vorkommende zeitkritische Operationen der digitalen Signalverar-

beitung, wie z.B. die FFT oder verschiedene Filteroperationen, realisieren.

Tabelle 7-2 gibt eine Übersicht über einige der implementierten Maschinenbefehle zur digitalen Signalverarbeitung.

Name	Beschreibung	Ausführungszeiten in μ sec
FFT	Fast Fourier Transform - Radix 2 FFT - Länge $M = 2^m$ - m frei wählbar	Beispiel: Transformation von 512 reellen Punkten $T < 15360$
IIR	Rekursive Filterung - Paralleelform - Filtergrad n frei wählbar - Überlaufkorrektur	$T = (n+1) \cdot 4,0$
FIR	Nichtrekursive Filterung - zweite kanonische Form - Filtergrad n frei wählbar	$T = n \cdot 1,2+3,8$
IPR	Skalarprodukt $c = \underline{a}^T \cdot \underline{b}$ - Vektorlänge n frei wählbar	$T = n+1,4$
VAC	Vektorakkumulation $\underline{z} = c \cdot \underline{x} + \underline{y}$ - c reell - Vektorlänge n frei wählbar	$T = n \cdot 1,4+1,6$

Tabelle 7-2 : Spezielle Maschinenbefehle zur Signalverarbeitung

Mit der vorgestellten Architektur des Prozessors und den implementierten Maschinenbefehlen steht somit ein sehr leistungsfähiges und einfach verwendbares Mittel zur Verfügung, um neue Algorithmen unter Realzeitbedingungen zu testen und zu entwickeln.

L I T E R A T U R V E R Z E I C H N I S

- <2.1> Kammeyer, K. D., Schenk, H.:
Digitale Modems zur schnellen Datenübertragung über
Fernsprechanäle.
Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr.39,
Erlangen, 1980.
- <2.2> Oetting, J. D.:
A Comparison of Modulation Techniques for Digital Radio.
IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-27, Nr.12,
December 1979, pp. 1752-1762.
- <2.3> Ebert, P. M., Weinstein, S. B.:
Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing
Using the Discrete Fourier Transform.
IEEE Transactions on Communication Technology,
Vol. COM-19, Nr.5, October 1971, pp.628-634.
- <2.4> Peled, A., Ruiz, A.:
Frequency Domain Data Transmission using Reduced
Computational Complexity algorithms.
Proceedings of the ICASSP 1980, pp. 964-967.
- <2.5> Kelly, T.:
Digital modem packs data onto 40 bauds for 9,600 bps
data comms on voice lines.
Canadian Datasystems, April 1979.
- <2.6> Schenk, H.:
Eine allgemeine Theorie der Entzerrung von Datenkanälen
mit nichtrekursiven Systemen.
AEÜ 30, 1976, S.377-380.
- <2.7> Schenk, H.:
Ein Beitrag zur digitalen Entzerrung und Impulsformung
bei der Datenübertragung über lineare Kanäle.
Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr.30,
Erlangen, 1978.

- <4.1> Schüßler, H. W.:
Digitale Systeme zur Signalverarbeitung.
Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1974.
- <4.2> Schüßler, H. W.:
Digitale Signalverarbeitung I.
Skriptum des Lehrstuhls für Nachrichtentechnik, Universität Erlangen-Nürnberg.
Erlangen 1980.
- <4.3> Oppenheim, A.V., Schafer, R. W.:
Digital Signal Processing.
Prentice-Hall 1975.
- <4.4> Vary, P.:
Ein Beitrag zur Kurzzeitspektralanalyse mit digitalen Systemen.
Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr.32,
Erlangen, 1978.
- <5.1> Johannes, F. M.:
Digitale Simulation frequenzmodulierter Nachrichten-Übertragungssysteme.
Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr.17,
Erlangen, 1973.
- <5.2> Bennett, W. R.:
Distribution of the sum of randomly phased components.
Quarterly Appl. Math. 5 (1948), S. 385-393.
- <5.3> Rice, S. O.:
Distribution of the extreme values of the sum of n sine waves phased at random.
Quarterly Appl. Math. 12 (1955), S. 375-381.
- <5.4> Kraus, G.; Klupsch, H.:
Die statistische Verteilung von Augenblickswert und Amplitude einer Summe von n gleich großen Wechselspannungen mit inkommensurablen Frequenzen.
AEÜ 17 (1963), S. 6-12.

- <5.5> Abramowitz, M.; Stegun, I. A.:
Handbook of Mathematical Functions.
Dover Publications, Inc., New York, 1970
- <5.6> Schenk, H.:
Persönliche Mitteilungen. Erlangen 1981.
- <5.7> Schüßler, H. W.:
Nachrichtenübertragung I.
Skriptum des Lehrstuhls für Nachrichtentechnik, Uni-
versität Erlangen-Nürnberg.
Erlangen 1979.
- <5.8> Schüßler, H. W.:
Digitale Signalverarbeitung II.
Skriptum des Lehrstuhls für Nachrichtentechnik, Uni-
versität Erlangen-Nürnberg.
Erlangen 1980.
- <5.9> Unbehauen, R.:
Systemtheorie. Eine Darstellung für Ingenieure.
Oldenburg Verlag, München 1980.
- <5.10> Bronstein, I.N., Semendjajew, K.A.:
Taschenbuch der Mathematik.
Verlag Harri Deutsch, Frankfurt 1972.
- <5.11> Heute, U.:
A Novel Approach to DFT and FFT Coefficient
Error Analysis.
AEÜ, Band 33(1979), pp. 20-22.
- <6.1> Winograd, S.:
On Computing the Discrete Transform.
Mathematics of Computations, vol. 32,
January 1978, pp. 195-199.

- <6.2> Burrus, Eschenbacher, P.W.:
An In-Place, In-Order Prime Factor FFT Algorithm
Zur Veröffentlichung eingereicht.
- <7.1> Kolb, H. J., Schloß, J.:
Ein Mikrosignalprozessor in Bit-Slice-Technik mit ex-
ternem Multiplizierer.
Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr.38,
Erlangen, 1979.
- <7.2> Kolb, H. J.:
A Signalprocessor using Bit-Slice-Elements for the
Audio Frequency Range.
Signal Processing 2 (1980), pp. 339-346.
- <7.3> Müller, H., Schloß, J.:
Ein Entwicklungssystem für bipolare Mikroprozessorele-
mente.
Elektronik, Heft 8, 1978.
- <7.4> Schüssler, H. W.:
Persönliche Mitteilungen, 1978.
- <7.5> Schraml, J.:
Implementierung eines Debug- sowie eines Frequenzgang-
messprogrammes auf einem vorhandenen Mikrorechner-
system.
Studienarbeit Nr.:68 am Lehrstuhl für Nachrichtentech-
nik der Universität Erlangen-Nürnberg, 1978.
- <7.6> Schmadalla, U.:
Frequenzgangmessung analoger Systeme mit einem vorhan-
denen Mikrorechnersystem.
Studienarbeit Nr.:80 am Lehrstuhl für Nachrichtentech-
nik der Universität Erlangen-Nürnberg, 1979.

<7.7> Kolb, H.J.:

Mikroprozessoren in der digitalen Signalverarbeitung.

Beitrag im Tagungsband: Mikroprozessoren und ihre Anwendungen 2, S. 335-347.

Herausgegeben von W.Hilberg und R.Piloty,
Oldenburg Verlag 1979.

LEBENS LAUF

Hans-Joachim Kolb

- 24.8.1953 geboren in Hamburg
Eltern: Ingeburg und Ing. Josef Kolb
- 1957 Übersiedelung nach Erlangen
- 1959 - 1963 Grundschule in Erlangen
- 1963 - 1972 Ohm-Gymnasium in Erlangen
- 1972 Abitur
- 1972 - 1977 Studium der Elektrotechnik an der Universität
Erlangen-Nürnberg
- Praktische Ausbildung während des Studiums
bei den Firmen:
Siemens AG, UB Med
Großkraftwerk Franken AG.
- 1977 Abschluß des Studiums mit dem Diplom
- 1977 - 1979 wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl
für Nachrichtentechnik der Universität
Erlangen-Nürnberg
- seit 1979 akademischer Rat auf Zeit am gleichen Lehrstuhl

Copy-Center 2000

852 ERLANGEN · Obere Karlstr. 30
Tel. 09131-26197